

ŘADA B  
PRO KONSTRUKTÉRYČASOPIS  
PRO ELEKTRONIKU  
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ  
ROČNÍK XXIX/1980 ČÍSLO 5

## V TOMTO SEŠITĚ

Listopad – měsíc  
československo-sovětského  
přátelství ..... 201INTEGROVANÉ OBVODY  
ZEMÍ RVHP  
A JEJICH APLIKACE I

## Integrované obvody NDR

Analogové integrované obvody 202

Digitální integrované obvody 234

## Konstrukční část

Korekční zesilovač  
s integrovanými obvody .. 237Mezifrekvenční zesilovač FM  
a stereofonní dekodér  
s integrovanými obvody .. 238

## AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelsství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. F. Smolík, redaktor L. Kalousek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Bzák, RNDr. V. Brunnhofer, K. Donát, A. Glanc, I. Harminc, Z. Hradský, P. Horák, J. Hudec, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. J. Klábal, ing. E. Králík, RNDr. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. E. Molic, K. Novák, RNDr. L. Ondříš, ing. O. Petráček, ing. M. Smolka, doc. ing. J. Vackář, laureát st. ceny KG, ing. J. Zima. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, ing. Smolík linka 354, Kalousek linka 535, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelsství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710.

Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Navštívy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině.

Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 12. listopadu 1980.

© Vydavatelsství NAŠE VOJSKO, Praha

## LISTOPAD-MESIC ČESKOSLOVENSKO-SOVĚTSKÉHO PŘÁTELSTVÍ

Spolupráce mezi radioamatérskou organizací Svazarmu a Svazem československo-sovětského přátelství má dlouhou tradici. Pravděpodobně jejím nejzdařilejším výsledkem je pravidelná dlouhodobá Soutěž Měsíce československo-sovětského přátelství (dále Soutěž MČSP), kterou pro radioamatéry vysílá a posluchače vždy v listopadu pořádá společně Ústřední radioklub ČSSR, ÚV Svazarmu a ÚV SČSP a jejíž 6. ročník právě v těchto dnech vrcholí.

Jejím posláním je demonstrovat při příležitosti výročí VŘSR a Měsíce československo-sovětského přátelství formou radioamatérských spojení na krátkých i velmi krátkých vlnách přátelství mezi národy ČSSR a SSSR.

S nápadem uspořádat tuto soutěž (původně pouze na KV) přišla jiho-moravská krajská rada radioamatérství Svazarmu v roce 1973, a protože se soutěž osvědčila, je od roku 1974 pravidelně vyhlašována jako celostátní, ovšem její vyhodnocení probíhá na všech stupních svazarmovského řízení – od OV až po ÚV Svazarmu. SČSP je jejím spolupředatelem od roku 1975 a výsledkem je stále stoupající úroveň soutěže, také zásluhou hodnotných cen (např. transceivery OTAVA nebo zájezdy do SSSR) ze společných dotací Svazarmu a SČSP.

Jak hodnotí soutěž MČSP představitelé radioamatérské organizace a Svazarmu? Místopředseda ÚV Svazarmu generálporučík ing. Josef Činčár: „Každoroční soutěž k Měsíci přátelství se stala dokladem opravdové lásky a přátelství k našim bratrům. Vložili jsme do ní sami sebe.“

Člen předsednictva ÚV Svazarmu a předseda Ústřední rady radioamatérství Svazarmu RNDr. Ludvík Ondříš, OK3EM: „Poprvé v roce 1974 jsme před celým světem ukázali náš vztah k SSSR v soutěži celostátní. Nejde jen o ukázky mistrovské a systematické práce, ale především o to, že soutěž se stává výrazným prostředkem k prohlubování přátelství mezi našimi národy.“

Podmínky Soutěže MČSP na KV jsou jednoduché: v době od 1. do 15. listopadu navázat co nejvíce spojení se stanicemi na území SSSR bez ohledu na pásmo a druh provozu. S každou sovětskou stanicí je možno započítat do Soutěže MČSP pouze jedno spojení, s výjimkou spojení navázaných v závodě OK-DX Contest, která se započítávají všechna. Soutěží se ve třech kategoriích: kolektivní stanice, jednotlivci a posluchači. Deníky ze soutěže je nutno posílat k vyhodnocení výhradně prostřednictvím příslušné okresní rady radioamatérství. Celostátním vyhodnocovatelem Soutěže MČSP je jiho-moravská krajská rada radioamatérství Svazarmu, která má s touto soutěží nejvíce zkušenosti.

Šest ročníků Soutěže MČSP na KV nám umožňuje vytvořit zajímavý statistický přehled:

ročník	účastníků	celkem spojení
1974	121	15 000
1975	126	29 000
1976	79	32 000
1977	575	135 000
1978	184	42 000
1979	302	79 000

## vítězné stanice (1974 až 1979)

kolektivky	jednotlivci	posluchači
OK2KZR	OK1FDG	OK2-4857
OK2KZR	OK2BOB	OK2-4857
OK2KZR	OK2BKR	OK2-25093
OK2UAS	OK3TCA	OK2-4857
OK3KAG	OK2BKR	OK1-19973
OK3KEG	OK2BKR	OK2-22130

Na první pohled zaujme ročník 1977 mimořádně vysokou účastí i celkovým počtem

navázaných spojení. V roce 1977 jsme vzpomínali 60. výročí VŘSR a tato čísla jsou nejlepším dokladem o přístupu radioamatérů k významným politickým výročím a stejně tak je můžeme považovat za výsledek politicko-výchovné práce v našich radioklubech.

Pozornost vzbudí i jasná převaha Moravanů mezi vítěznými stanicemi: Z 18 vítězů je 13 stanic OK2 (72 %), 3 stanice OK3 (16 %) a 2 stanice OK1 (11 %). Protože jsme si vědomi námitek, které mohou být k této statistice vzneseny, rozšířili jsme ji na první tři místa v každé kategorii: Z dosavadních 54 umístění od prvního do třetího místa připadá 32 na stanice OK2 (59 %), 12 na stanice OK3 (22 %) a jen 10 na stanice OK1 (18 %). Nezbyvá tedy, než připustit, že Soutěž MČSP na KV byla doposud „moravskou záležitostí“ (přičemž 8 prvenství získaly stanice z okresu Žďár nad Sázavou) a moravským KRRA Svazarmu vyjádřit uznání. O skutečně aktivním přístupu jiho-moravské KRRA Svazarmu svědčí i okamžitá reakce na povolení sovětským stanicím pracovat v pásmu 1,8 MHz: Hned v roce 1979 vyhlásila v rámci svého kraje další kategorii v Soutěži MČSP pro stanice OL (zvítězil OL6AUL z Blanska), která je od letošního ročníku rovněž rozšířena pro všechny stanice OL v ČSSR. Se zájmem očekáváme, jakých výsledků naši nejmladší radioamatéři vysílají dosáhnou.

Od roku 1977 se do Soutěže MČSP pravidelně zapojili také radioamatéři, kteří se zabývají provozem v pásmech VKV. Pod stejným názvem byla na VKV uspořádána soutěž již v roce 1973, pak ale následovala tři roky přestávka. V současné době Soutěž MČSP na VKV trvá podstatně déle než na VKV – dva a půl měsíce, od 1. září do 15. listopadu, a pořadatel má v úmyslu vytvořit z ní soutěž typu „VKV-maratón“ v podzimním období dobrých podmínek šíření.

Samozřejmě, že i pravidla jsou odlišná od Soutěže MČSP na KV. Navazují se spojení s libovolnými stanicemi a počet bodů za každé navázané spojení je závislý na velkém čtverci QTH protistanice. Soutěží se v kategoriích 145 MHz a UHF/SHF. Soutěž MČSP na VKV není vyhodnocována na všech stupních, hlášení se zasílají přímo soutěžnímu referentovi komise VKV ÚRRA Svazarmu. Pravidla prošla několika změnami (jejich současné znění pro KV i VKV viz příručka Radioamatérský soutěžní provoz, kterou vydala ÚRRA Svazarmu společně s DPM Ostrava 4 v roce 1979, nebo AR A9/1980), proto tabulku můžeme sestavit zatím jen informativní:

ročník	účastníků	vítězné stanice
1973	49	OK1MG, OK1PG
1977	180	OK1OA, OK1KDO
1978	77	OK2BFH, OK1KIR
1979	83	OK1KKH, OK1KIR

Opět je vidět maximální účast v roce 1977 – 180 stanic! Celkem tedy v roce 1977 bylo hodnoceno v Soutěži MČSP na KV i VKV 755 československých radioamatérských stanic, a taková účast pravděpodobně nemá u nás zatím obdoby v žádné radioamatér-

ské soutěži. Přesto však komise VKV ÚRRA Svazarmu konstatovala, že na VKV Soutěž MČSP zatím ještě nedosáhla úrovně, která byla předpokládána, protože oproti ročníku 1977 počet soutěžících stanic značně poklesl.

Můžeme však předpokládat, že po ustálení podmínek se i na VKV Soutěž MČSP mezi radioamatéry vžije alespoň tak jako na KV, kde nyní představuje jeden z našich nejpopulárnějších radioamatérských závodů.

Vzhledem k jejímu politickému významu o ní pravidelně referují nejen odborné radioamatérské časopisy, ale i deníky a další periodický tisk, zejména časopis Svět socialismu, týdeník ÚV SCSP, což má svůj velký význam také pro popularizaci a propagaci radioamatérského sportu mezi veřejností.

Slavnostní celostátní vyhodnocení Soutěže MČSP s předáním cen vítězným stanicím bývá pořádáno v budově ÚV SCSP v Praze za účasti nejvyšších představitelů pořádajících organizací vždy na začátku následujícího kalendářního roku. Přibližně za tři měsíce tedy budeme znát výsledky i vítěze ročníku 1980 a budeme je moci doplnit do naší statistiky. Doufejme, že potvrdí vzrůstající úroveň soutěže.

Přejeme všem radioamatérům, kteří nyní soutěží v 7. ročníku Soutěže MČSP na KV a v 5. ročníku na VKV, ještě hodně spojení a příznivé podmínky šíření.

pjm

## INTEGROVANÉ OBVODY ZEMÍ RVHP A JEJICH APLIKACE I

Allan Matuška

V zemích RVHP se každým rokem rozšiřuje sortiment integrovaných obvodů a to jak pro spotřební elektroniku, tak i pro investiční techniku. Cílem tohoto AR řady B je seznámit čtenáře alespoň s částí integrovaných obvodů, vyráběných v NDR. Pokud tyto obvody mají americké nebo západoevropské ekvivalenty, je to vždy u nich uvedeno i s původním výrobcem. Chť bych tímto jak amatérům, tak i profesionálům dát alespoň základní informace o integrovaných obvodech vyráběných v NDR.

Kromě obvodů uvedených v tomto čísle AR B jsou na trhu v NDR i obvody řady R, což jsou obvody určené pro amatéry, které obvykle mají shodné parametry s obvody řady A. Jejich cena se pohybuje mezi 1 až 10 M. Dále jsou to obvody řady P, které se jen velmi málo liší svými elektrickými parametry od obvodů řady D a jejich cena se pohybuje mezi 10 až 20 M.

V některém z dalších čísel AR řady B bude pojednáno o IO z ostatních zemí RVHP a o jejich aplikacích.



## INTEGROVANÉ OBVODY NDR

### Analogové integrované obvody

#### Operační zesilovač A109, B109

Integrovaný obvod A109, B109 je operační zesilovač s velkým zesílením, velkým vstupním odporem a velkým rozsahem vstupních napětí. Kromě jiného má IO A109, B109 malou nesymetrii (offset) vstupního proudu a napětí, velké použitelné výstupní napětí a malý příkon. IO je použitelný do kmitočtů až 1 MHz. A109, B109 je ekvivalentem  $\mu A709$  (DIL) fy Fairchild a MAA503 TESLA.

Tento integrovaný obvod je v plastickém pouzdře (provedení A109D) nebo v pouzdře z keramiky (provedení A109C). Na obr. 1 je vnitřní zapojení. Operační zesilovač je tvořen:

vstupním rozdílovým zesilovačem, druhým rozdílovým zesilovačem, výstupním zesilovačem.

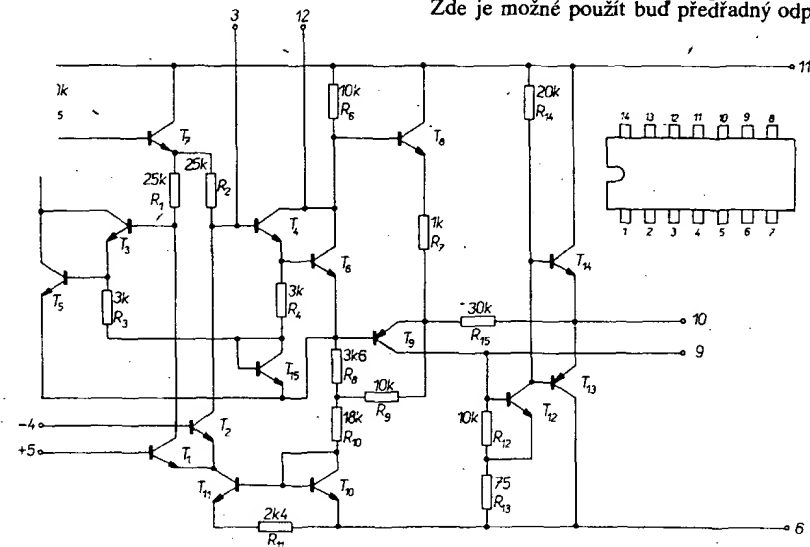
#### Vlastnosti A109, B109

Od dobrého operačního zesilovače požadujeme, aby měl velké napěťové zesílení (bez zpětné vazby), velký vstupní a malý výstupní odpor, velmi malou nesymetrii vstupních veličin, vstupní veličiny nezávislé na teplotě, velké potlačení součtového signálu a rušivých signálů v napájecím napětí a velký rozsah vstupních napětí. Při pohledu do tab. 1 vidíme, že operační zesilovač A109 tyto požadavky splňuje. Je určen pro rozsah teplot 0 až 70 °C; tentýž zesilovač pod označením B109 má rozšířený teplotní rozsah -25 až +85 °C.

V tab. 2 jsou mezní údaje operačního zesilovače. Při aplikaci A109, B109 je třeba v první řadě mít na paměti, že v žádném případě nesmí být překročeny elektrické

a teplotní údaje tohoto operačního zesilovače. Dále je třeba při aplikaci dbát na to, aby

nedošlo k přetížení vstupů a výstupu a zesilovač je nutné kmitočtově kompenzovat a kompenzovat nesymetrie vstupních veličin. Proti napěťovému přetížení vstupů jsou účinnou ochranou Zenerovy diody, zapojené proti sobě. Nevyužíváme-li celého rozsahu vstupních napětí, je možné jako ochranu použít antiparalelně zapojené křemíkové diody. Výstup je málo odolný proti proudovému přetížení, zejména při kapacitní zátěži. Zde je možné použít buď předřadný odpor



Obr. 1. Vnitřní zapojení A109

Tab. 1. Charakteristické údaje A109 ( $U_B = \pm 15$  V)

Nesymetrie vstupního napětí:	$\leq 7,5$ mV.
Citlivost napěťové nesymetrie vstupu na změnu napájecích napětí:	$\leq 2 \cdot 10^{-4}$
Klídivý vstupní proud:	$\leq 1,5$ $\mu$ A.
Proudová nesymetrie vstupu:	$\leq 500$ nA.
Výstupní mezipřechodové napětí ( $R_z = 2$ k $\Omega$ ):	$\approx \pm 10$ V.
Výstupní mezipřechodové napětí ( $R_z = 10$ k $\Omega$ ):	$\approx \pm 12$ V.
Vstupní napěťový rozsah:	$\approx \pm 8$ V.
Potlačení souhlasného signálu:	$\approx 65$ dB.
Napěťové zesílení naprázdno ( $R_z = 2$ k $\Omega$ ; $U_{vyst} = \pm 10$ V):	$\approx 1,5 \cdot 10^4$ .
Vstupní odpor:	$\approx 50$ k $\Omega$ .
Příkon:	$\leq 200$ mW.

Náapájeí nápeí:	±18 V.
Rozdílové vstuí nápeí:	±5 V.
Výstuí nápeí:	±10 V.
Krátkodobý zkrat výstuí:	5 s.
Ztrátový výkon:	300 mW.
Rozsah provozních teplot:	0 až 70 °C.
Teplota při skladování:	-40 až +85 °C.

$$A_u = \frac{U_{\text{výst}}}{U_{\text{vst}}} = \frac{R_2}{R_1} = 100.$$

The graph shows the output voltage  $U_{UE1}$  as a function of the reference voltage  $U_{ref}$ . The output is a high-impedance state (indicated by a dashed line) for  $U_{ref} < U_{UE1max}$  and switches to  $-0,5V$  for  $U_{ref} > U_{UE1max}$ . The maximum output voltage is  $+35V$ . The transition occurs at  $U_{ref} = U_{UE1max}$ .

$$i_c = C_d \frac{dU_{\text{vsl}}(t)}{dt}.$$
$$\frac{U_{\text{vst}}(t)}{R_i} = -C_i \frac{dU_{\text{vst}}(t)}{dt}$$
$$U_{\text{vyst}}(t) = - \frac{1}{R_1 C_1} \int U_{\text{vst}}(t) dt,$$

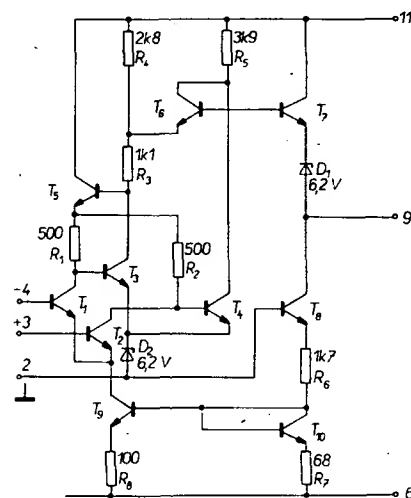
**B/6**  
**80'** *Amatérské* **RADIO** 

Tab. 3. Charakteristické údaje A110 ( $U_{B+} = 12\text{ V}$ ,  $U_{B-} = -6\text{ V}$ )

Nesymetrie vstupního napětí ( $R_G = 100\ \Omega$ ):	$\leq 7,5\text{ mV}$ .
Vstupní klidový proud:	$\leq 100\ \mu\text{A}$ .
Proudová nesymetrie vstupu:	$\leq 15\ \mu\text{A}$ .
Napětové zesílení:	$\geq 750$ .
Výstupní napětí pro log. 1 ( $I_{OH} = 5\text{ mA}$ ):	$\geq 2,5\text{ V}$ .
Výstupní napětí pro log. 0 ( $I_{OL} = 2\text{ mA}$ ):	$\leq 0\text{ V}$ .
Poměr potlačení soufázového signálu ( $R_G = 100\ \Omega$ ):	$\geq 70\text{ dB}$ .
Provozní proud „kladný“ ( $U_O = 0\text{ V}$ ):	$\leq 9\text{ mA}$ .
Provozní proud „záporný“ ( $U_O = 0\text{ V}$ ):	$\leq 7\text{ mA}$ .

Tab. 4. Mezní údaje A110

Napájecí napětí:	$+14\text{ V}$ , $-7\text{ V}$ .
Výstupní proud:	$10\text{ mA}$ .
Vstupní napětí rozdílové:	$\pm 5\text{ V}$ .
Vstupní napětí:	$\pm 7\text{ V}$ .
Rozsah provozních teplot:	$0\text{ až }70\text{ }^\circ\text{C}$ ( $-25\text{ až }85\text{ }^\circ\text{C}$ ).
Rozsah skladovacích teplot:	$-40\text{ až }85\text{ }^\circ\text{C}$ .
Ztrátový výkon:	$300\text{ mW}$ .



Obr. 9. Vnitřní zapojení A110

#### Vlastnosti komparátorů

Komparátory A110 a B110 se liší rozsahem pracovních teplot, A110 pracuje v rozsahu  $0\text{ až }70\text{ }^\circ\text{C}$  a B110  $-25\text{ až }85\text{ }^\circ\text{C}$ . Kromě toho má B110 menší rozptyl nesymetrie vstupních veličin a větší napětové zesílení. Statické a dynamické parametry jsou uvedeny v tab. 3. Při zjišťování nesymetrie vstupního napětí nelze výstupní napětí komparátoru vztahovat k úrovni  $0\text{ V}$ , ale k úrovni prahového logického napětí  $1,4\text{ V}$ . Mezní údaje komparátorů jsou v tab. 4.

#### Hlavní aplikace

Pro velmi dobré vlastnosti se komparátory A110C, D a B110C, D používají jako rychlé koincidenční obvody (v převodnicích A/D), diskriminátory, Schmittovy klopné obvody, monostabilní multivibrátory, oscilátory nebo čtecí zesilovače. Při jejich aplikaci je nutno splnit následující doporučení:

- dodržet co nejmenší impedanci přívodních vodičů, zejména uzemňovacího vodiče;
- blokovat vodiče napájení co nejblíže u IO kondenzátory  $10\text{ až }100\text{ nF}$ ;
- přívod napájecích napětí na desku musí být zablokován kondenzátorem  $10\ \mu\text{F}$ ;
- odpor zdroje signálu a referenčního zdroje musí být stejný a menší než  $200\ \Omega$ , aby se

dosáhlo co nejmenší nesymetrie vstupních veličin a co nejmenšího teplotního driftu;

- paralelně je možno zapojit jen čtyři vstupy;
- výstup A110, B110 je kompatibilní s obvody TTL a jeho logická zatížitelnost je 1.

#### Okénkový diskriminátor

V měřicích automatech potřebujeme často odlišit správné a nesprávné velikosti určité veličiny. Jako správnou hodnotíme tu velikost, která je mezi dolní a horní mezí; ostatní hodnotíme jako nesprávné. Tuto úlohu lze snadno vyřešit pomocí okénkového diskriminátoru.

Na obr. 10 je zapojení okénkového diskriminátoru, jehož výstupní napětí je závislé na dvou referenčních napětích a je v tzv. „okénku“. Dolní mez ( $U_{REF1}$ ) je vztažena k invertujícímu vstupu jednoho IO A110 a horní mez k invertujícímu vstupu druhého IO A110. Zbývající vstupy se propojí paralelně a přivádí se na ně vyhodnocované napětí ( $U_i$ ).

#### Monostabilní multivibrátor

Na obr. 11 je zapojení monostabilního multivibrátoru a jeho časový diagram. Obvod se spouští zápornými impulsy na vstupu A. Prah sepnutí je určen referenčním napětím na vstupu B. Rozlišovací schopnost je velmi velká ( $\pm 10\text{ mV}$  v rozsahu  $\pm 5\text{ V}$ ). Šířka impulsu je

$$t_p = (R_2 + R_3)C_1 \ln \frac{U_O R_2}{U_{REF} (R_2 + R_3)}$$

#### Schmittův klopný obvod

Schmittův klopný obvod nebo detektor úrovně na obr. 12 je vlastně komparátor s určitou hysterezí, která dovozuje spolehlivé spínání, i když je signál rušen nebo kolísá kolem prahu sepnutí.

Hystereze je dosažena zpětnou vazbou na neinvertující vstup odporem  $R_2$ , a to tak, že při přepínání je výstupní napětí přes dělič napětí  $R_1$  a  $R_2$  propojeno s napětím referenčním, přiváděným na neinvertující vstup přes odpor  $R_1$ . Dolní mez je

$$U_{US} = U_{REF} + (U_{Amin} - U_{REF}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Horní mez je

$$U_{OS} = U_{REF} + (U_{Amax} - U_{REF}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Z těchto rovnic vyplynou tolerance pro hysterezi:

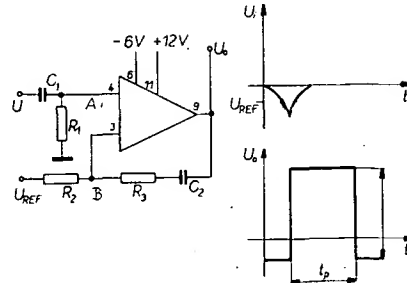
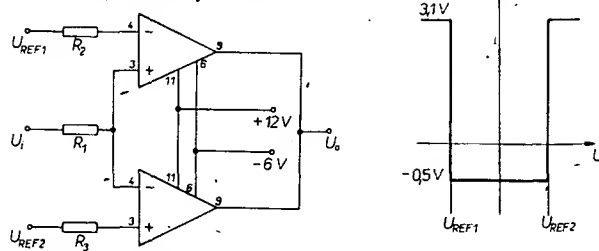
$$U_H = U_{OS} - U_{US} = (U_{Amax} - U_{Amin}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Napětí  $U_H$  není závislé na napětí referenčním  $U_{REF}$ . Referenčním napětím se nastavuje jen „poloha“ jednoho prahu sepnutí.

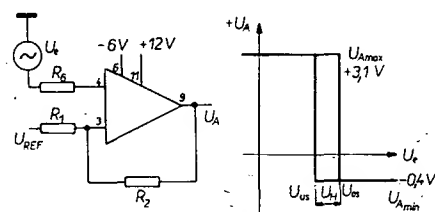
#### Čtecí zesilovač pro feritovou paměť

Protože A110 (B110) má krátké spínací časy, malou nesymetrii vstupních veličin a malé teplotní drifty, je ho možné použít ve čtecím zesilovači pro feritovou paměť (obr. 13).

Obr. 10. „Okénkový“ diskriminátor



Obr. 11. Monostabilní multivibrátor

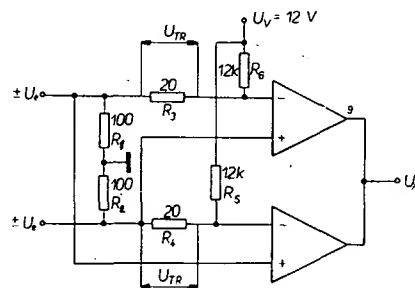


Obr. 12. Schmittův klopný obvod

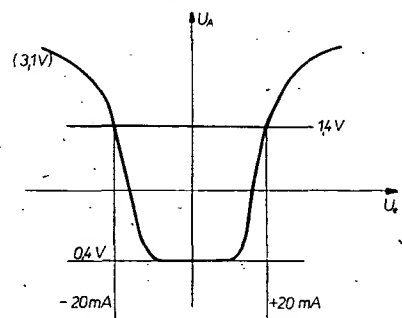
Ze zapojení je zřejmé, že prahové napětí  $U_{TR}$ , které vzniká průtokem proudu na odporech  $R_3$  nebo  $R_4$ , je

$$U_{TR} = U_V \frac{R_3}{R_2 + R_3 + R_6} = U_V \frac{R_4}{R_1 + R_4 + R_6}; \quad U_{TR} \approx \frac{R_3}{R_6}$$

Při  $U_V = 12\text{ V}$  je  $U_{TR} = 20\text{ mV}$  a je ovlivňováno zakončovacími odpory  $R_1$  a  $R_2$ .



Obr. 13. Čtecí zesilovač



Obr. 13a. Napětová charakteristika čtecího zesilovače

Při vstupním napětí 0 až 20 mV mají oba komparátory na výstupu úroveň log. 0. Bude-li vstupní napětí na jednom vstupu větší než napětí prahové  $U_{TR}$ , pak na výstupu příslušného komparátoru bude úroveň log. 1 a výstupní napětí  $U_A = \log. 1$ . Tento stav je vyneseno do napěťové charakteristiky na obr. 13a. Vstupní napětí, které je superponováno na čtecím impulsu, nemůže ovlivnit stav na výstupu čtecího zesilovače, protože toto vstupní napětí stejnou měrou ovlivňuje i prahové napětí komparátorů. Prahové napětí se mění jen velmi málo

$$U_{TR1} = U_{TR2} \left(1 - \frac{U_{CM}}{U_V}\right),$$

kde  $U_{TR1}$  je prahové napětí při  $U_{CM} = 0$ ,  
 $U_{TR2}$  prahové napětí při  $U_{CM} \neq 0$ ,  
 $U_V$  napětí, při němž se nastavuje prahové napětí  $U_{TR}$ ,  
 $U_{CM}$  vstupní napětí, které překrývá vstupní impuls.

Při obvykle používaném napětí  $U_V = 12$  V a  $U_{CM} = 0,5$  V se zmenší prahové napětí jen o 4 %, což je přípustné. Vliv vstupního napětí  $U_{CM}$  na prahové napětí  $U_{TR}$  lze kompenzovat změnou napětí  $U_V$ . Kromě volby prahového napětí a z toho plynoucí možnosti přizpůsobení k různým typům feritových pamětí, dalšími přednostmi tohoto čtecího zesilovače je možnost změny prahového napětí u jednotlivých bloků paměti změnou napětí  $U_V$  nebo změnou odporu 12 k $\Omega$ . U B110 bez kompenzace prahového napětí se toto napětí mění o  $\pm 5$  mV. Další předností tohoto čtecího zesilovače je jeho stejnosměrná vazba, takže nevznikají napěťové skoky, způsobované vybíjením kondenzátorů.

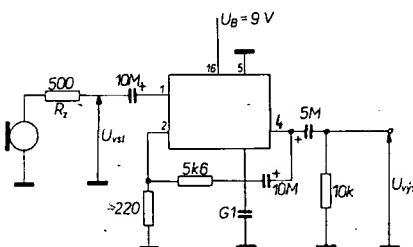
A110, B110 je ekvivalentem  $\mu A710$  fy Fairchild.

### Integrovaný obvod A202

Integrovaný obvod A202 je speciální obvod určený pro kazetové magnetofony jako

Tab. 5. Parametry A202

Rozsah napájecích napětí:			4 až 12 V.
Proud ze zdroje:			14 mA.
Předzesilovač			
Zisk otevřené smyčky	přehrávání (1), obr. 16	nahrávání (2), obr. 17	
Napěťový zisk při 1 kHz	80	80 dB.	
Maximální výstupní napětí:	50	28 dB.	
Ekvivalentní šumové napětí:	—	> 2,2 V.	
Vstupní impedance:	0,5	0,5 $\mu V$ ( $R_S = 500 \Omega$ , $B = 300$ až $15\,000$ Hz).	
Zkreslení při $U_{Vst} = 500$ mV:	17	17 k $\Omega$ .	
	0,3	0,1 %.	
Nahrávací zesilovač s automatickým řízením zisku (ARŽ)			
Zisk otevřené smyčky:		80 dB.	
Napěťový zisk při 1 kHz:		54 dB.	
Impedance v bodě P (obr. 16):		40 k $\Omega$ .	
Zkreslení při $U_{Vst} = 1$ V (bez ARŽ)		0,4 %.	
Automatické řízení zisku			
Výstupní napětí při vstupním napětí	1 mV:	$U_{9-10} = 70$ mV,	
	10 mV:	= 400 mV,	
	100 mV:	= 600 mV,	
	1 V:	= 900 mV,	
Mezní čas (při změně vstupní úrovně o +20 dB):			6 ms.
Doba nastavení výstupní úrovně $\pm 1$ dB při změně vstupní úrovně o +20 dB:			4 ms.
Doba zotavení při změně vstupní úrovně o -20 dB (určeno časovou konstantou $C_R, R_R$ ):			20 s.

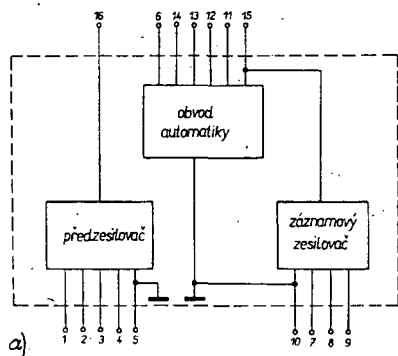


Obr. 15. Zapojení mikrofonního zesilovače

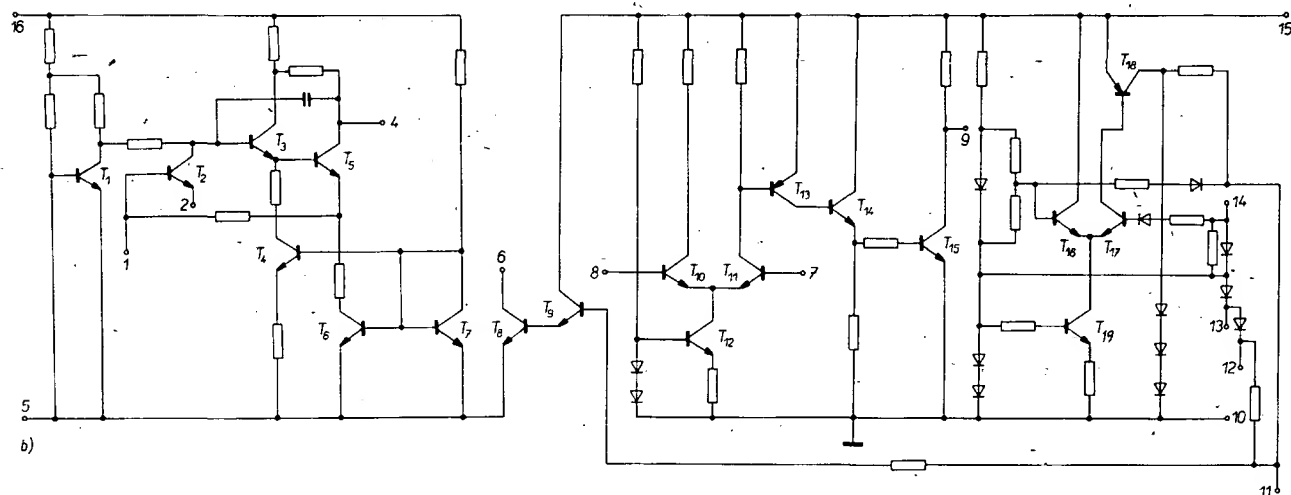
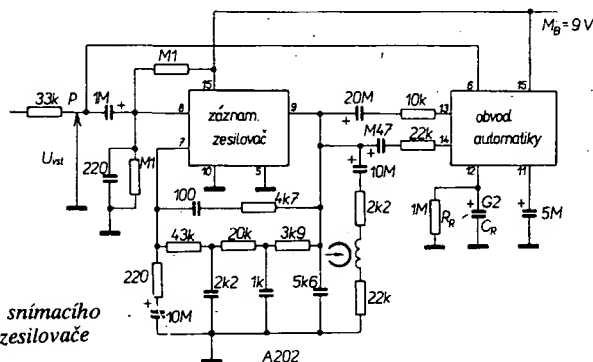
nahrávací zesilovač s automatickým řízením zisku a přehrávací zesilovač. Blokové schéma A202 je na obr. 14a; z obrázku je patrné, že IO plní funkci předzesilovače a záznamového zesilovače s obvodem automatického řízení zisku. Vnitřní schéma A202 je na obr. 14b.

Na obr. 15 je zapojení mikrofonního předzesilovače a na obr. 16 přehrávacího zesilovače. Prvky mezi výstupem (vývod 4) a vstupem (vývod 2) zabezpečují požadovanou kmitočtovou korekci.

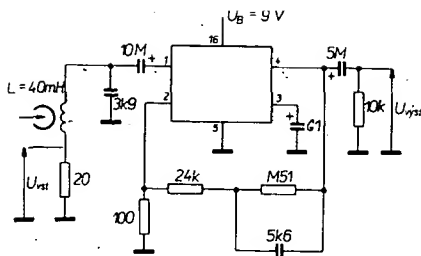
Na obr. 17 je základní zapojení nahrávacího zesilovače. Signál ze zdroje je přiveden na



Obr. 16. Zapojení snímacího („přehrávacího“) zesilovače



Obr. 14. Integrovaný obvod A202, jeho blokové (a) a vnitřní zapojení (b)



Obr. 17. Zapojení záznamového („nahrávacího“) zesilovače s obvodem samočinného řízení zisku

vstup nahrávacího zesilovače (vývod 8). Z výstupu zesilovače (vývod 9) je jednak do druhého vstupu diferenciálního zesilovače (vývod 7) zavedena požadovaná kmitočtová zpětná vazba a jednak je signál veden do obvodu automatického řízení zisku (vývody 13 a 14). Na vývod 12 je zapojen člen RC s časovou konstantou  $C_R, R_R$ , který zpožďuje řídicí signál v obvodu automatického řízení zisku. Na výstup (vývod 6) je připojen zkratovací tranzistor (viz obr. 14b, tranzistor  $T_8$ ), který je se zpožděním, určeným časovou konstantou článku  $C_R, R_R$ , otvírán nebo zavírán, čímž se mění odpor přechodu kolektor-emitor podle velikosti vstupního signálu.

Hlavní parametry A202 jsou v tab. 5. A202 je ekvivalentem TDA1002 fy VALVO.

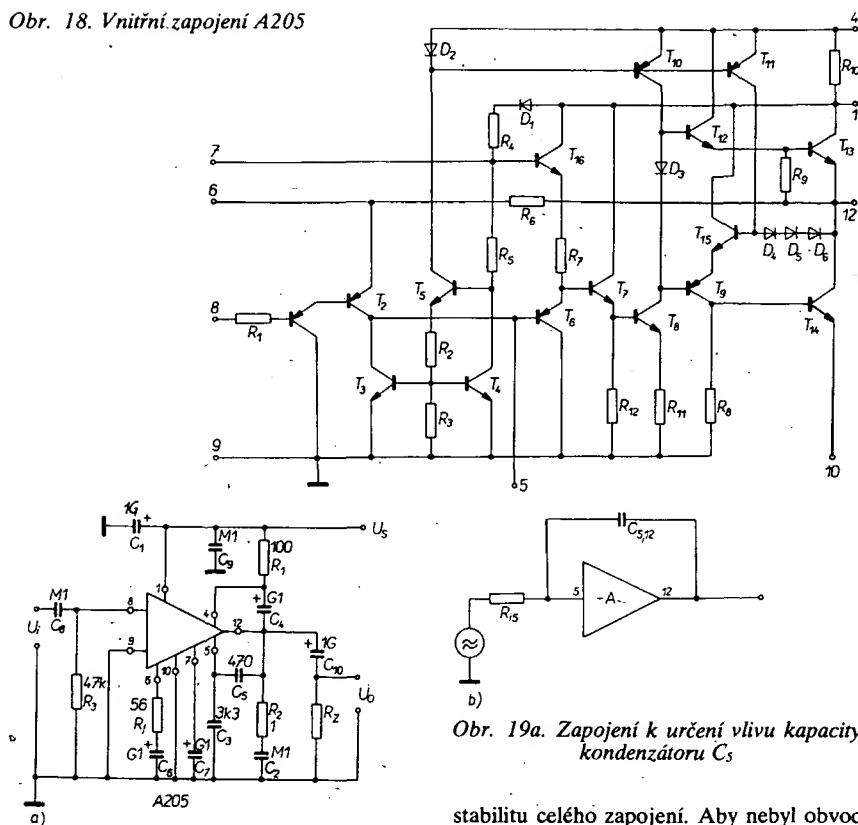
#### IO pro nízkofrekvenční výkonové zesilovače

Integrovaný obvod A205 je nízkofrekvenční výkonový zesilovač s maximálním výstupním výkonem asi 5 W. Tento stejnosměrně vázaný zesilovač má velký zesilovací činitel, velký vstupní odpor, velkou proudovou zatížitelnost, velký rozsah napájecích napětí a malý klidový proud. A205 je v pouzdře DIL (dual in line) se 16 vývody, u kterého vývody 4 a 5 a 12 a 13 jsou spolu propojeny a tvoří chladič. A205 se vyrábí ve dvou variantách: A205D má chladič (vývody) vyveden do stran a A205K má nalisovaný chladič, takže lze z něho odebírat maximální výkon. Integrovaný obvod A205 je výkonový zesilovač středního výkonu určený hlavně pro přístroje spotřební elektroniky napájené jak ze sítě, tak z baterie.

Na obr. 18 je vnitřní zapojení A205. Protože u současných výkonových integrovaných zesilovačů je velmi neekonomické pro koncové stupně používat komplementární dvojici, používá se kvazikomplementární zapojení s invertorem  $T_9$ . Klidový proud je nastaven diodami  $D_3$  až  $D_6$  a přechodem báze-emitor tranzistoru  $T_{15}$ . Proud zdrojem konstantního proudu ( $T_{10}$  a  $T_{11}$ ) je rovněž nastaven diodami.

Na obr. 19 je doporučené zapojení A205. Vstup je přes odpor spojen se zemí. Hodnota tohoto odporu určuje maximální vstupní proud, odpor může být v mezích 10 až 100 k $\Omega$ . Kondenzátor  $C_5$  mezi výstupem výkonového zesilovače (vývod 12) a výstupem předzesilovače (vývod 5) určuje horní mezní kmitočet otevřené smyčky zpětné vazby a tím i horní mezní kmitočet celého zesilovače. Pro návrh můžeme použít obr. 19a, kde  $A$  je zesílení mezi vývody 5 a 12 a je obvykle asi 300.  $R_5$  je činný odpor (vnitřní) na vývodu 5, který je závislý na použitém stupni zpětné vazby. Při celkovém zesílení 40 dB je  $R_5$  asi 40  $\Omega$ . Podle obr. 19a se vliv kapacity kondenzátoru  $C_5$  zvětší, splníme-li vztah

Obr. 18. Vnitřní zapojení A205



Obr. 19. Doporučené zapojení pro A205

Tab. 6. Mezní údaje A203, A204 a A205

Parametr	Min. A203D A205D	Max. A203K A204K A205K
Vstupní stejnosměrné napětí:	-3	5 V.
Vstupní stejnosměrný proud:		2 mA.
Výstupní špičkový proud:		2,2 A.
Výstupní nárazový proud:		3 A.
Ztrátový výkon při 25 °C:	1,3	5 W.
Provozní teplota:	-10	70 °C.
Maximální teplota přechodu:		150 °C.
Celkový teplotní odpor:	95	25 °C/W.
Vnitřní teplotní odpor:	15 °C/W.	
Napájecí napětí:	4	15 V (A203), 21 V (A204), 20 V (A205).

$$C_5 = \frac{1}{2\pi f_h R_5 A_{u(5-12)}}$$

Kapacita mezi vývodem 5 a zemí určuje

Tab. 7. Provozní hodnoty IO A205 pro  $\pm 25$  °C

Statické údaje	Typ.	Max.
Odběr ze zdroje ( $U_B = 15$ V):	12,3	20 mA.
( $U_B = 9$ V):	9,2	15 mA.
Vstupní proud při $U_B = 15$ V:	0,8 $\mu$ A.	
Stejnoseměrné napětí na výstupu při $U_B = 15$ V:	7,6 V.	
Zpětnovazební odpor $R_B$ :	3,9 k $\Omega$ .	
Dynamické údaje při $U_B = 15$ V, $R_L = 4$ $\Omega$		
Činitel zkreslení $P_{Vst} = 50$ mW:	0,22	2 %.
$P_{Vst} = 2,5$ W:	0,4	2 %.
$P_{Vst} = 4,5$ W:	1,58	10 %.
Maximální výstupní výkon pro $k = 10$ %:	min. 4,5	6 W.
Napětové zesílení uzavřené smyčky zpětné vazby pro $P_{Vst} = 2,5$ W:	min. 34	37,5
Napětové zesílení otevřené smyčky zpětné vazby pro $P_{Vst} = 1$ W:		78 dB.
Horní mezní kmitočet:	min. 15	35 kHz.
Šumové napětí:		0,69 mV.
Vstupní napětí pro $P_{Vst} = 2,5$ W:		42 mV.

stabilitu celého zapojení. Aby nebyl obvod náchylný ke kmitání, musí být kapacita  $C_3 = 5C_5$  (v kompenzaci). Celkové požadované zesílení  $A_{ug}$  je určeno odporem  $R_4$  v sérii s kondenzátorem  $C_6$ , připojeným mezi vývod 6 a zem.

$$A_{ug} = \frac{R_6 + R_4}{R_4} \approx \frac{R_6}{R_4}$$

Dolní mezní kmitočet je určen článkem RC, připojeným na vývod 6, a platí pro něj rovnice:

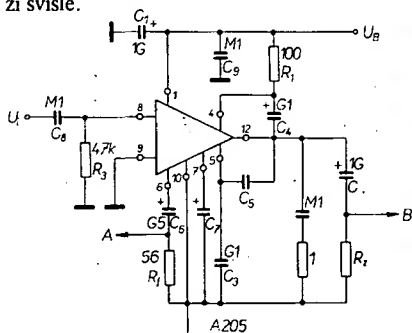
$$f_d \approx \frac{1}{2\pi R_4 C_6}$$

Napájecí napětí budiče koncového stupně na vývodu 4 lze v praktickém zapojení zvětšit o napětí  $U_{12}$  bootstrapovým kondenzátorem, takže i při plném výstupním výkonu je zajištěna funkce zdrojů proudů. Kondenzátor  $C_7$  filtruje napájecí napětí vstupního zesilovače a zajišťuje potlačení brumu. Obvod  $R_2 C_2$  na výstupu zesilovače potlačuje zámkity nad horním mezním kmitočtem (Boucherotův článek).

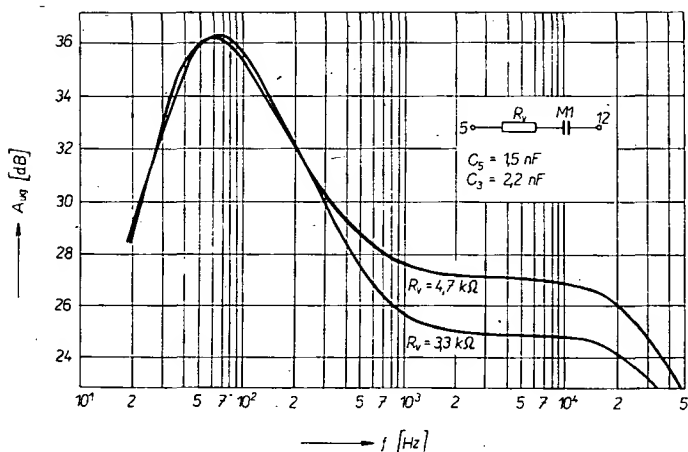
Mezní údaje A203, A204 a A205 jsou v tab. 6. Tyto údaje nesmí být v žádném

případě překročeny. Provozní parametry jsou v tab. 7.

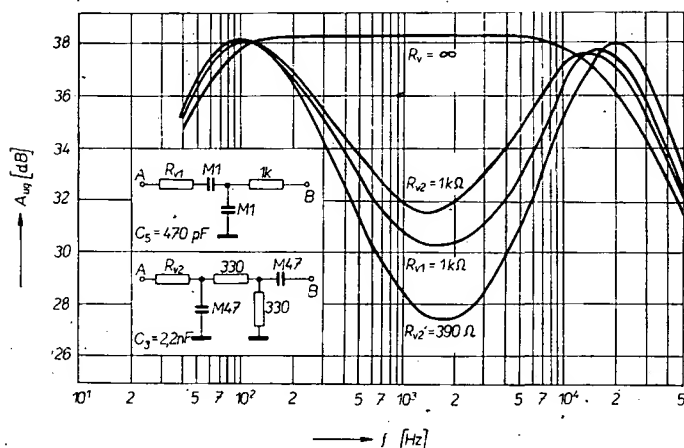
Integrovaný obvod A203 pracuje v rozsahu napájecích napětí 4 až 15 V a A205 v rozsahu 4 až 20 V. A203 má optimální pracovní režim při napájecím napětí 12 V, kdy má zaručen výstupní výkon  $P_{vst} = 3$  W při zkrácení  $k = 10$  %, kdežto A205 při napájecím napětí 15 V má zaručen výstupní výkon  $P_{vst} = 4,5$  W. Aby se napájecí napětí i při maximálním špičkovém proudu měnilo co nejméně, musí být vývod 1 zablokovan kondenzátorem 100 až 1000  $\mu$ F. Při návrhu desky s plošnými spoji je třeba dbát na to, aby nevznikla nežádoucí vazba mezi vstupním (vývod 9) a výstupním obvodem (vývod 12). Zatěžovací impedanci můžeme volit libovolnou, je však nutno pamatovat na to, že v žádném případě nesmí být překročen špičkový proud 2,2 A a nárazový proud 3 A. Rovněž tak nesmí být nikdy překročeno maximální napájecí napětí! Maximální ztrátový výkon A203D a A205D je 1,3 W při teplotě okolí 25 °C a A203K a A205K 5 W: U A203K a A205K se teplotní odpor zvětší při vodorovné montáži o 20 % oproti montáži svislé.



Obr. 20. Doporučené zapojení A205 s možností korekce kmitočtů



Obr. 21. Obvod pro zdůraznění hloubek



Obr. 22. Obvod pro potlačení středních kmitočtů

Vstupní odpor A203, A204 a A205 je při zesílení 40 dB asi 5 M $\Omega$ . Vstupní odpor zapojeného zesilovače je tedy určen odporem zapojeným mezi vstup IO a zem. Na hodnotě tohoto odporu je závislý vstupní proud, odpor se volí obvykle 10 až 100 k $\Omega$ . Pro maximální vstupní proud 2,5  $\mu$ A je  $R_3 = 400$  k $\Omega$ ; stejnosměrné napětí na výstupu (vývod 12) se zvětší při tomto odporu o 1 V. Při velkém odporu  $R_3$  se zvětšuje i šum. Minimálního šumu se dosáhne při odporu zdroje 10 až 20 k $\Omega$ . Efektivní vstupní napětí nesmí být větší než 200 mV, aby nebyl přebuzen vstupní zesilovač IO.

A203, 204 a A205 může být v pásmu nízkofrekvenčních kmitočtů použit jako operační zesilovač. Pro zesílení platí přibližně

$$A_{ug} = 20 \log \frac{R_6}{R_1} \quad [\text{dB}],$$

kde  $R_6$  je součástí IO a je přibližně



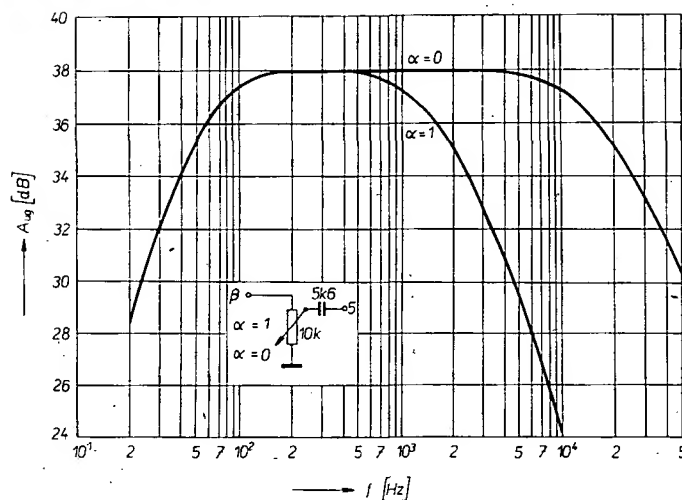
4 k $\Omega$ . Tento odpor se vlivem technologie může měnit v určitém rozsahu. Zesílení můžeme však přesně nastavit změnou odporu  $R_1$ .

Dolní mezní kmitočet je určen časovou konstantou  $R_1 C_6$ . Dolní mezní kmitočet bo-otstrapového obvodu ( $R_1 C_4$ ) musí však být nižší než dolní mezní kmitočet obvodu  $R_1 C_6$ . Na dolní mezní kmitočet mají vliv i vstupní ( $R_3 C_8$ ) a výstupní obvody ( $C_{10} R_2$ ). Horní mezní kmitočet je určen kondenzátorem  $C_5$ . Horní mezní kmitočet je částečně ovlivněn i volbou odporu  $R_1$ .

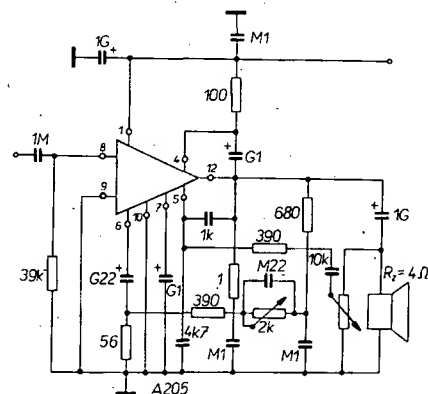
Ekvivalentem A203D je TCA830A a ekvivalentem A205D je TBA810A. IO A203K a A205K nemají ekvivalenty.

V praxi často potřebujeme změnit lineární zesílení zesilovače, abychom pro daný reproduktor a provedení reproduktorové skříně dosáhli celkového lineárního přenosu celého reprodukčního řetězce. Do základního zapojení podle obr. 20 můžeme zavést tři různé druhy kmitočtové korekce. Na obr. 21 je obvod pro zdůraznění hloubek a jeho kmitočtová charakteristika. Na obr. 22 je obvod pro potlačení středních kmitočtů a na obr. 23 obvod pro potlačení vysokých kmitočtů. Kombinací dvou kmitočtově závislých zpětných vazeb dostaneme korekční obvod podle obr. 24, jehož kmitočtová charakteristika je na obr. 25.

Na obr. 26 je zapojení kvalitního nízkofrekvenčního zesilovače. Před IO jsou zapojeny aktivní korekce, jejichž zisk je určen odpory  $R_1$  a  $R_2$ . Na obr. 27 je zapojení A204 ve vertikálním rozkladu černobílého i barevného televizního přijímače. A204 je použit

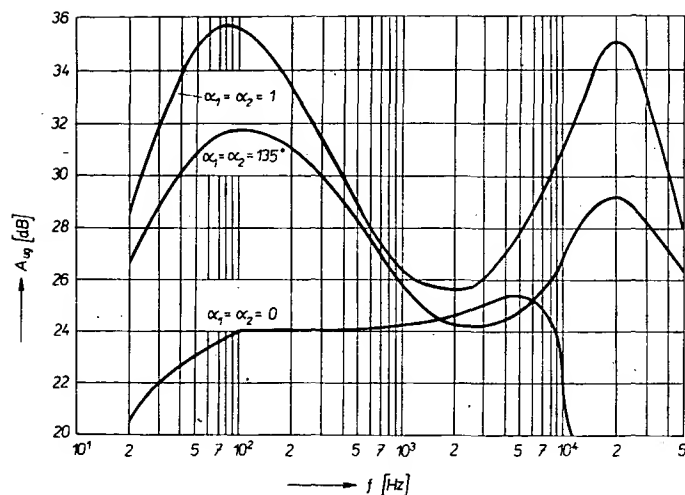


Obr. 23. Obvod pro potlačení výšek



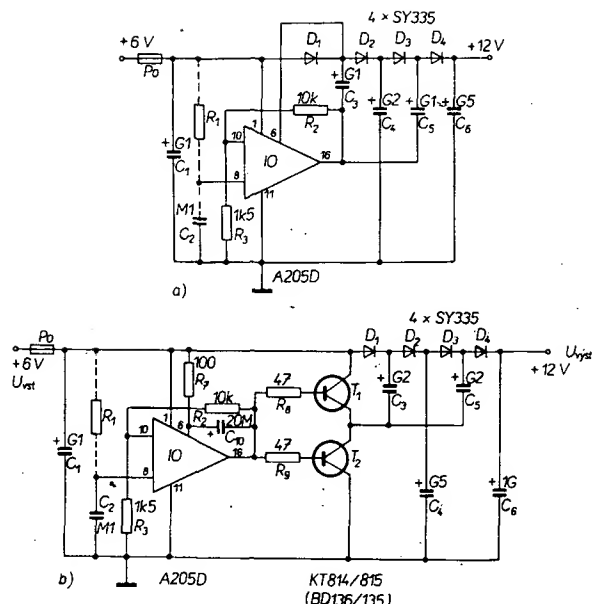
Obr. 24. Zapojení jednoduchého korektoru



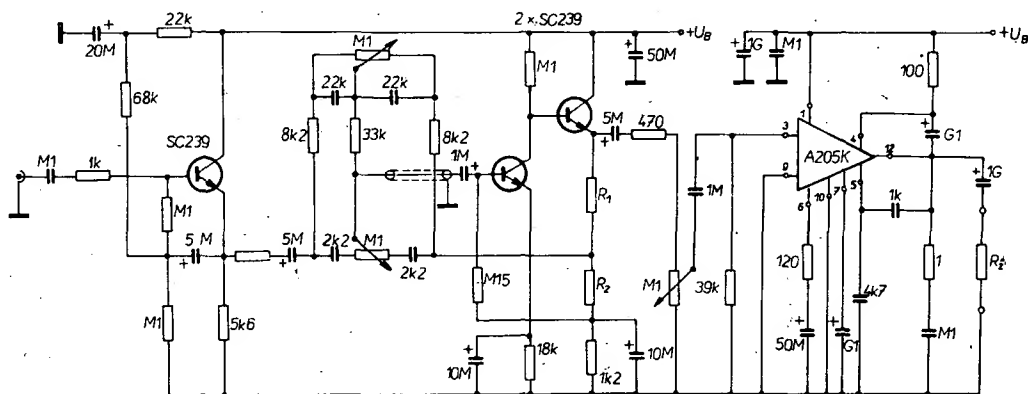


Obr. 25. Kmitočtová charakteristika korektoru z obr. 24

jako generátor proudu, který napájí vychylovací cívky lineárním proudem. Tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  pracují jako oscilátor, který je synchronizován přes diodu  $D_1$  a jehož kmitočet



Obr. 28. Měníče napětí, jednoduchý měnič 6/12 V (a), výkonový měnič 6/12 V (b)



Obr. 26. Zapojení jakostního nf zesilovače

měníme odporem  $R_5$ . Potenciometrem  $R_{17}$  měníme stejnosměrný proud vychylovacími cívkami. Potenciometrem  $R_{11}$  měníme lineární a potenciometrem  $R_9$  výšku obrazu.

Na obr. 28a je A205 použit v beztransformátorovém měnič stejnosměrných napětí ze 6 na 12 V. Integrovaný obvod je zapojen jako astabilní multivibrátor napětí pravoúhlého průběhu s opakovacím kmitočtem 10 kHz. Z jeho výstupu je buzen násobič napětí s diodami  $D_1$  až  $D_4$  a kondenzátory  $C_3$

až  $C_6$ . Kondenzátor  $C_2$  spolu s integrovaným zpětnovazebním odporem  $R_6$  (obr. 18) a odpory  $R_2$  a  $R_3$  určují kmitočet podle vztahu

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2R_6C_2 \ln(1 - R_3/R_2)}$$

Protože odpor  $R_6$  je asi 3,9 k $\Omega$ , můžeme opakovací kmitočet měnit jen odpory  $R_2$ ,  $R_3$  nebo kondenzátorem. Poměr odporů  $R_2$  a  $R_3$  musí být volen tak, aby nebylo překročeno

maximální přípustné vstupní napětí, tzn., že

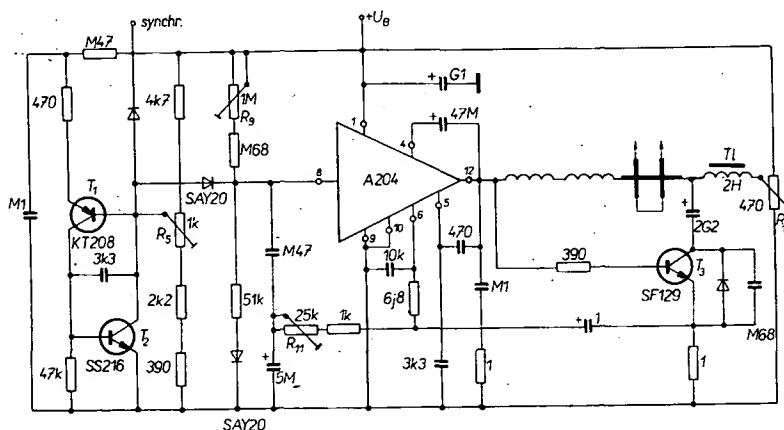
$$\frac{R_2}{R_3} > \frac{U_B - U_{vst}}{U_{vst}}$$

Pro  $U_B = 6$  V je poměr  $R_2/R_3 > 0,2$ . Aby nebyl překročen maximální vstupní proud  $I_{vst} = 2$  mA, musí být

$$R_2 > \frac{U_B - U_{vst}}{I_{vst} + \frac{U_{vst}}{R_3}}$$

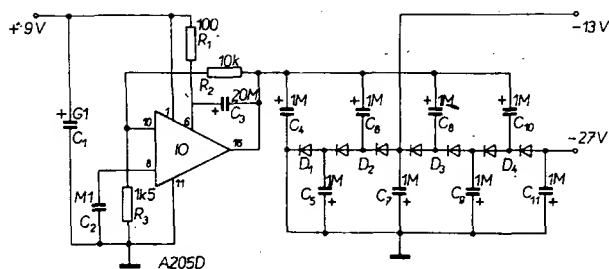
Odporem  $R_1$  korigujeme symetrii pravoúhlého napětí. Kmitočet volíme co nejvyšší, aby kondenzátory  $C_3$  až  $C_6$  měly co nejmenší kapacitu. Opakovací kmitočet je omezen ztrátami IO a spínací rychlostí diod  $D_1$  až  $D_4$ . Napětí na výstupu IO je zdvojnásobeno kondenzátory  $C_3$  a  $C_5$ , takže na kondenzátoru  $C_6$  je trojnásobek napájecího napětí. Kondenzátory  $C_3$  a  $C_5$  pracují jako strádače energie, které jsou dobity přes diody  $D_1$  a  $D_3$ , a které svým nábojem přes diody  $D_2$  a  $D_4$  dobíjejí kondenzátory  $C_4$  a  $C_6$ . Kapacita kondenzátorů musí být navržena tak, aby časová konstanta obvodu  $RC$ , kde  $R$  je ekvivalentní zatěžovací odpor, byla větší než  $T/2$ . Impulsní výstupní proud IO, bez ohledu na ztráty vzniklé během spínání, je asi čtyřnásobkem zatěžovacího proudu. Při proudu zátěží 100 až 200 mA je účinnost měniče 50 až 60 %.

Chceme-li z tohoto násobiče odebrat větší proud, musíme použít zapojení podle obr.



Obr. 27. Zapojení snímkového rozkladu TVP Chromai 1060





Obr. 29. Měnič a zdroj napětí pro obvody MOS s kanálem typu p

28b. Integrovaný obvod je v tomto případě použit jako budič komplementárních výkonových tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$ . Aby tyto tranzistory byly správně otvírány a zavírány, je zde použito bootstrapové zapojení ( $R_7C_{10}$ ). Maximální spínací proud tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  je omezen odpory  $R_8$  a  $R_9$  na

$$I_{spm} \approx B \frac{U_B}{R_{S(9)}}$$

Proud do báze tranzistorů musí být vždy menší než 0,3 až 0,5 A, neboť jinak není zajištěno bezpečné uzavření nevodivého tranzistoru. Vnitřní odpor takového zdroje bývá 10 až 20  $\Omega$ . Je-li třeba, aby byl vnitřní odpor zdroje menší, je nutno na výstupu použít stabilizátor napětí. Aby bylo možno využít velkého rozsahu zatěžovacího odporu, je třeba, aby na regulačním tranzistoru stabilizátoru byl jednak co nejmenší úbytek napětí a jednak aby při odpojené zátěži bylo na vstupu co největší napětí. Teoreticky by bylo možno použít násobiče napětí s nekonečným stupněm násobení, avšak prakticky velké zbytkové napětí na diodách (asi 1,2 V na jedné diodě) stupeň násobení omezuje. Použijeme-li Schottkyho usměrňovací diody, které mají menší zbytkové napětí, účinnost beztransformátorového měniče se zvětší.

Na obr. 29 je příklad zapojení měniče, který z kladného napětí vyrábí dvě napětí záporná, která jsou nutná např. pro napájení IO MOS s kanálem p. Odběr těchto integrovaných obvodů je jen několik mA – proto násobič pracuje téměř naprázdno a požadovaná výstupní napětí můžeme nastavit velmi snadno.

Tab. 8. Parametry A208, A209 a A210

<b>Mezní údaje</b>	
Napájecí napětí A208:	15 V.
A209:	21 V.
A210:	20 V.
Vstupní ss napětí:	-3 až +5 V.
Vstupní ss proud:	-2 mA.
Výstupní špičkový proud:	2,5 A.
Výstupní nárazový proud:	3 A.
Vnitřní tepelný odpor:	15 K/W.
Celkový tepelný odpor:	95 (provedení D), 25 (provedení K) K/W.
Teplota přechodu:	150 °C.
Provozní teplota:	-25 až +70 °C.
<b>Provozní údaje</b>	
<b>Statické</b>	
Klidový proud při $U_B = 9$ V:	7,4 až 9,77 mA.
$U_B = 15$ V:	10,1 až 13,7 mA.
Vstupní ss proud při $U_B = 15$ V:	0,2 až 0,5 $\mu$ A.
Výstupní ss napětí při $U_B = 15$ V:	7,3 až 7,6 V.
<b>Dynamické</b>	
Zisk při otevřené smyčce zpětné vazby při $P_{vyst} = 1$ W, $U_B = 15$ V, $R_z = 4 \Omega$ , $f = 1$ kHz:	70,2 až 73,5 dB.
Zisk při uzavřené smyčce zpětné vazby při $P_{vyst} = 2,5$ W:	34 až 40 dB.
Zkreslení při $P_{vyst} = 50$ mW:	0,1 až 0,23 %.
$P_{vyst} = 2,5$ W:	0,21 až 0,75 %.
$P_{vyst} = 5$ W:	0,9 až 2,96 %.
Výstupní výkon při $k = 10$ %:	5,45 až 6,57 W.
Výstupní rušivé napětí při $P_{vyst} = 2,5$ W:	0,51 až 0,66 mV.
Horní mezní kmitočet:	31 až 50 kHz.

V posledním roce byly integrované obvody A203, A204 a A205 nahrazeny IO A208, A209 a A210. A208 je náhradou za A203. Integrovaný obvod A209 je náhradou za A204 a A210 je náhradou za A205. Rozdíl mezi A205 a A210 je ten, že A205 byl doplněn tepelnou pojistkou, takže A210D je ekvivalentní TBA810AS fy SGS Ates. A210 má o něco větší výstupní proud a jeho parametry jsou v tab. 8.

### Integrovaný obvod A211

Integrovaný obvod A211D je nízkofrekvenční zesilovač 1 W v pouzdré z plastické hmoty DIL-14, u něhož jsou vývody 3–5 a 10–12 propojeny a tvoří chladič křídélka. A211 je určen do přístrojů spotřební elektroniky nižší a střední třídy, napájené ze sítě i z baterií. Vyznačuje se velkým vstupním odporem, velkým zesílením, velkým rozsahem napájecích napětí a malým klidovým proudem.

A211 se skládá:

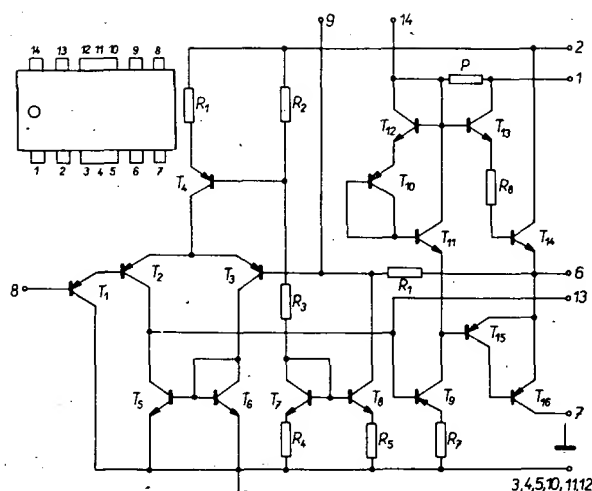
- ze vstupního rozdílového zesilovače se zdrojem proudu a aktivním kolektorovým odporem,
- z obvodu regulace pracovního bodu, určeného pro nastavení stejnosměrného napětí na výstupu na polovinu napájecího napětí,
- z budiče s posuvem potenciálu (bootstrap),
- z kvazikomplementárního koncového stupně.

Stejnoseměrná zpětná vazba na vstup umožňuje měnit odporem  $R_z$  (připojeným na vývod 9) zesílení IO. Vnitřní zapojení a měřicí obvod jsou na obr. 30. Základní zesílení

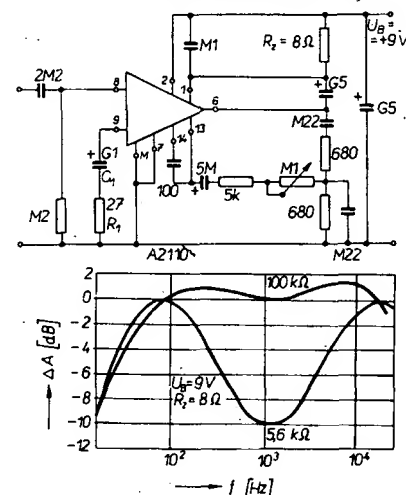
Tab. 9. Parametry A211

<b>Mezní údaje</b>	
Provozní napájecí napětí:	4,2 až 15 V.
Vstupní napětí ss:	-0,5 až +1,5 V.
Výstupní špičkový proud:	1 A.
Ztrátový výkon při $\theta_a = 45$ °C:	1 W.
Rozsah provozních teplot:	-10 až +70 °C.
<b>Provozní údaje při <math>\theta_a = 25</math> °C, <math>U_B = 9</math> V, <math>R_z = 8 \Omega</math></b>	
Klidový proud:	3,5 až 10 mA.
Vnitřní zpětnovazební odpor:	1,05 k $\Omega$ .
Výstupní ss napětí:	5 V.
Vstupní proud:	510 nA.
Zisk při uzavřené zpětnovazební smyčce při $f = 1$ kHz, $P_{vyst} = 50$ mW:	44 až 47,5 dB.
Poměr signál-šum při $P_{vyst} = 1$ W:	54,3 dB.
Vstupní odpor při otevřené smyčce zpětné vazby a $f = 1$ kHz:	390 k $\Omega$ .
<b>Cítil zkrácení při <math>f = 1</math> kHz a <math>P_{vyst} = 50</math> mW:</b>	
$P_{vyst} = 850$ mW:	1,4 %.
$P_{vyst} = 925$ mW:	2,4 %.
$P_{vyst} = 1$ W:	6,3 %.

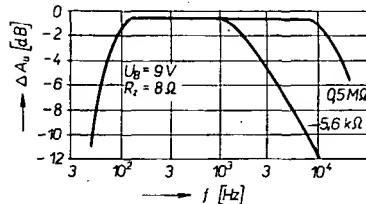
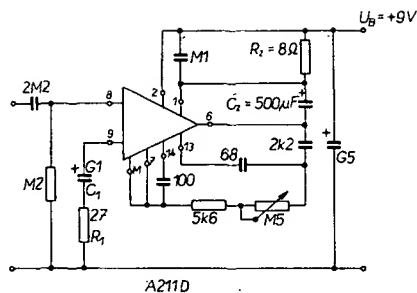
48 dB je nastaveno obvodem RC na vývodu 9. Kmitočtová kompenzace je navržena tak, aby i při vysokých kmitočtech byl integrovaný obvod dostatečně stabilní. Parametry A211 jsou v tab. 9. Až do ztrátového výkonu



Obr. 30. Vnitřní a základní zapojení A211D



Obr. 31. Zesilovač s korekcemi a jeho kmitočtová charakteristika



*Obr. 32. Zesilovač s reguláci signálů vysokých kmitočtů*

1 W může A211 pracovat bez chladiče do teploty okolí 45 °C. Při větších ztrátových výkonech nebo vyšších teplotách okolí je nutné na chladičí křídélka připájet plíšky z mědi o ploše 8 cm<sup>2</sup>.

Zapojení zesilovače s lineárním kmitočtovým průběhem je na obr. 30. Jednoduchou úpravou zpětné vazby, tj. zapojením několika odporů a kondenzátorů, lze dosáhnout kmitočtové závislosti. Rozsah regulace je však jen asi 10 dB. Na obr. 31 je příklad zapojení nf zesilovače 1 W s regulací basů a výšek. Požadujeme-li jen regulaci horního mezního kmitočtu, použijeme zapojení podle obr. 32.

S integrovaným obvodem A211 lze realizovat celou řadu dalších obvodů, jako například: tónový regulátor s Wienovým můstkem, ultrazvukový vysílač s vnějším buzením, vysílač pro indukční smyčky, budík, komplementárního koncového stupně většího výkonu apod. A211 je elektrickým ekvivalentem TAA611B fy SGS Ates, TAA611B má však jiné rozmístění vývodů.

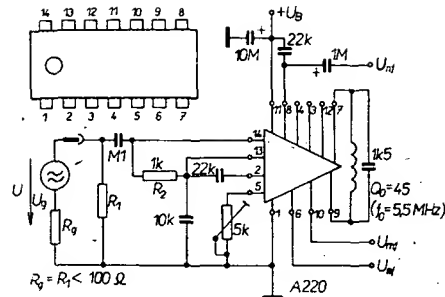
## Integrovaný obvod A220

Integrovaný obvod A220 je mezifrekvenční zesilovač, určený pro zvukový kanál televizních přijímačů.

A220 je složen ze širokopásmového zesilovače s omezovacími schopnostmi a symetrického koincidenčního demodulátoru. Kromě toho jsou v A220 zaintegrované i vazební kondenzátory pro fázový posuv, Zenerova dioda 12 V a tranzistor malého výkonu. Regulace hlasitosti má logaritmický charakter, takže pro regulaci je možno použít potenciometr s lineárním průběhem, připojený na vývod 5. Protože se regulace provádí změnou stejnosměrného napětí, nemusíme pro přívod k potenciometru používat stíněný vodič.

Mezi hlavní přednosti tohoto IO patří dobré omezení signálu a z toho vyplývající dobré potlačení rušivých napětí.

**Omezovač a zesilovač.** Aby se dosáhlo dobrého potlačení AM, je v A220D osmistupňový zesilovač s omezovačem. Šířka pásma tohoto zesilovače je omezena na 12 MHz, aby byl vyloučeno zakmitávání v pásmu VHF při velkém zesílení zesilovače. Aby bylo zajištěno dobré omezení a zesílení nezávislé na teplotě, jsou emitorové odpory v jednotlivých stupních nahrazeny zdroji konstantního proudu. Do kolektorů posledního stupně zesilovače jsou připojeny emitorové sledovače, zaručující malou výstupní impedanci, nutnou pro napájení koincidenčního detektoru. Stejnoseměrné pracovní body jednotlivých stupňů zesilovače jsou pevně nastaveny vnitřním propojením mezi výstupem 6 a vstupem 2 a vnějším odporem zapojeným mezi výstup 13 a vstup 14. Střídavě musí být tato zpětná vazba zablokována, aby se vyloučily nežádoucí zpětné vazby. Kolektorový proud posledního rozdílového zesilovače určuje



Obr. 33. Zapojení a měřicí obvod A220D

**Regulace hlasitosti.** Za demodulátorem je zapojen regulátor hlasitosti, který pracuje na principu dělení proudu. K tomuto účelu jsou využity tranzistory  $T_{38}$ ,  $T_{39}$ ,  $T_{40}$  a  $T_{41}$ . Impulsní výstupní proud demodulátoru není veden přímo na zatěžovací odpor, nýbrž je přiveden do diferenciálního zesilovače  $T_{39}$ ,  $T_{38}$ . Z vnějšího řízení dělení proudu zmenšuje amplitudu proudového impulsu a tím i nf napětí na zatěžovacím odporu. Aby nedocházelo ke změně stejnosměrného napětí na výstupu, je k užitečnému signálu přičten signál, který je nepřímo úměrný regulované ss složce proudu regulovaného rozdílového zesilovače  $T_{40}$ ,  $T_{41}$ . Regulátor hlasitosti je řízen přes tranzistor  $T_{37}$ , jehož báze je vyvedena na vývod 5. Na vývodu 8 je stejnosměrné napětí nezávislé na výstupním nf napětí.

Zapojení IO a jeho měřicí obvod jsou na obr. 33. Integrovaný kondenzátor na vývodu 8 (22 nF) tvoří se zatěžovacím odporem v IO deemfází s časovou konstantou 50  $\mu$ s. A220 pracuje v rozsahu napájecích napětí 6 až 18 V. Parametry A220 jsou v tab. 10.

Změnou jakosti fázového obvodu můžeme měnit výstupní nf napětí a činitel zkreslení. Nízkofrekvenční napětí se zmenšuje se zmenšující se jakostí fázovacího obvodu. S jakostí se mění strmost demodulační charakteristiky podle vztahu

$$\varphi = -\operatorname{arctg} \dot{V}Q,$$

kde  $V$  je rozladění a  $Q$  jakost fázovacího obvodu.

To znamená, že nízkofrekvenční napětí při kmitočtové modulaci je přímo úměrné jakos-

**Tab. 10. Parametry A220D**

**Mezní údaje**

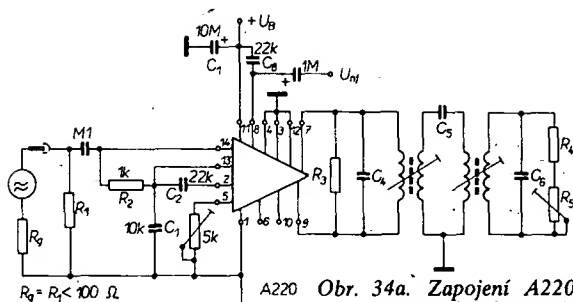
Ztrátový výkon:	400 mW při 25 °C.
Napájecí napětí:	18 V.
Napětí na vývodu 5:	4 V.
Proud na vývodu 12:	15 mA.
Kolektorový proud $T_{44}$ (vnitřní tranzistor malého výkonu):	5 mA.
Proud báze $T_{44}$ :	2 mA.
Napětí $U_{CE} T_{44}$ :	13 V.
Odpor mezi vývody 13, 14:	1 k $\Omega$ .
Provozní teplota:	-10 až +70 °C.
Teplota přechodu:	+125 °C.

**Statické údaje při +25 - 5 °C,  $U_B = 12 V$**

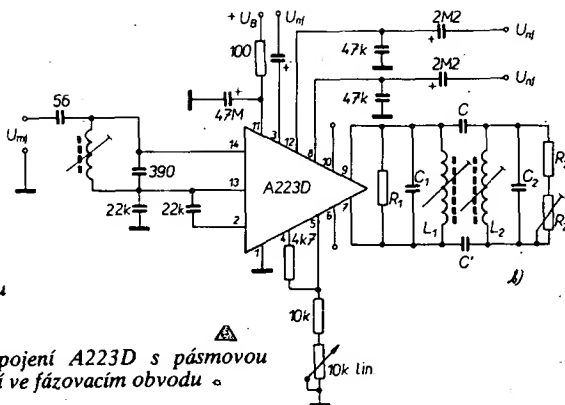
Odběr ze zdroje ( $R_S = 0$ ):	15,4, max. 20 mA.
$S_S$ napětí na nf výstupu ( $U_{Vst} = 0$ ):	7,5 V.
Výstupní odpor $R_{B111}$ :	2,9 k $\Omega$ .
Napětí Zenerovy diody:	11,5 V.
Proudové zesílení $T_{44}$ ( $U_{3/1} = 5 V, I_k = 40 \mu A$ ):	90.
Průrazné napětí $T_{44}$ ( $I_b = 500 \mu A$ ):	min. 13, typ. 26,3 V.

**Dynamické údaje při 25 °C,  $U_B = 12 V, \Delta f = \pm 50 kHz, f_m = 1 kHz,$   
 $Q_o = 20$  při  $f = 6,5 MHz$**

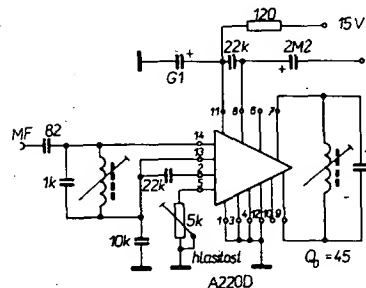
Nf výstupní napětí ( $U_{Vst} = 1 mV, R_S = 5 k\Omega$ ):	min. 300, typ. 433 mV.
Vstupní napětí pro omezení:	47, max. 120 $\mu V$ .
Napěťový zisk bez fázovacího obvodu ( $U_{Vst} = 10 \mu V$ ):	72 dB.
Potlačení AM ( $R_S = 5 k\Omega, m = 0,3, U_{Vst} = 1 mV$ ):	min. 46, typ. 58 dB.
Činitel zkreslení ( $R_S = 5 k\Omega, U_{Vst} = 1 mV$ ):	1,3, max. 2 %.
Rozsah regulace nf ( $U_{Vst} = 1 mV, R_S = 5 k\Omega$ ):	min. 60, typ. 82 dB.
Vstupní odpor ( $U_{Vst} = 10 mV$ ):	15 k $\Omega$ .
Vstupní kapacita ( $U_{Vst} = 10 mV$ ):	5,3 pF.



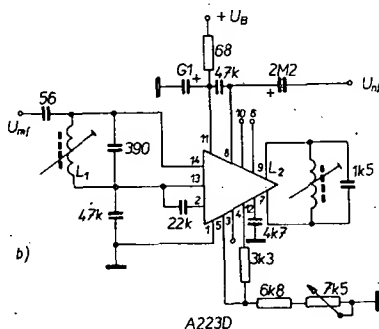
Obr. 34a. Zapojení A220D s pásmovou propustí ve fázovacím obvodu



Obr. 34b. Zapojení A223D s pásmovou propustí ve fázovacím obvodu



Obr. 35a. Zapojení mf zesilovače s A220D



Obr. 35b. Jednoduchý mf zesilovač s A223D

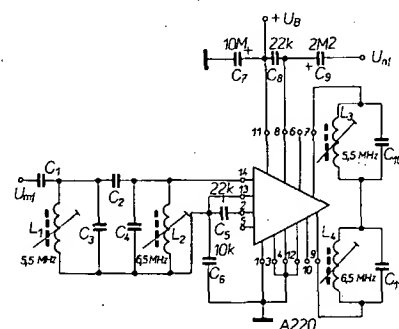
ti fázovacího obvodu. Funkce  $\varphi = -\arctg VQ$  má lineární průběh jen při malém rozladění, nemůžeme proto jakost obvodu libovolně zvětšovat, abychom dostali co největší nf napětí, neboť při zvětšování jakosti obvodu se zvětšuje i zkreslení. Pro závislost mezi demodulačním zkreslením a jakostí fázovacího obvodu platí

$$k \approx \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta f}{f} \right) Q^2,$$

kde  $f$  je střední kmitočet a  $\Delta f$  je maximální kmitočtová odchylka. Činitel zkreslení je tedy přímo úměrný čtverci jakosti fázovacího obvodu. Jakost obvodu  $Q$  je tedy kompromisem mezi nf napětím a činitelem zkreslení. Při použití pásmové propusti jako fázovacího obvodu může být průběh fázového úhlu  $\varphi$  při rozladění  $V$  a při zachování strmosti demodulační křivky linearizován (obr. 34). Při stejném zdvihu je pak fázová odchylka menší než při použití jednoduchého obvodu a tím je menší i zkreslení. Dříve uvedený vztah pro zkreslení v tomto případě neplatí.

Pro optimální linearizaci demodulační charakteristiky je nutné změřit vazbu mezi obvodem pásmové propusti. Oba obvody se naladí a tlumicí odpor  $R_5$  se zvolí tak, aby byl činitel zkreslení minimální. Vazba obou obvodů může být jak indukční, tak kapacitní. Nf napětí je vlivem účinku druhého obvodu na první obvod menší, neboť se zmenší i celková jakost obvodu.

Na obr. 35 je typická aplikace A220D. Vlivem vstupního rezonančního obvodu se zvětší i vstupní citlivost a signál bude omezen při asi 10  $\mu V$ . Zenerova dioda na vývodu 12 může být použita ke stabilizaci napájecího napětí a tranzistor na vývodech 3 a 4 jako nf



Obr. 36. Zesilovač zvukového doprovodu pro obě používané normy

předzesilovač. Jestliže tyto součástky nebudou využity, doporučuje se vývody 3, 4 a 12 uzemnit.

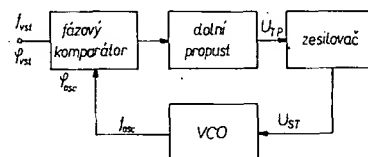
Dalším příkladem použití A220D je „dvounormový“ mf zesilovač zvuku bez přepínání, který je na obr. 36. Aby mohly být zpracovány signály různých mezinrodních kmitočtů (OIRT 6,5 MHz, CCIR 5,5 MHz), můžeme jako vstupní obvod před A220D použít nadkriticky vázanou pásmovou propust, jejíž dva obvody jsou naladěny na 5,5 a 6,5 MHz. Fázově posunutý signál pro demodulátor je získáván na dvou do série zapojených fázovacích obvodech, naladěných na dva různé kmitočty. Abychom na výstupu dostali stejné nf napětí a stejný

činitel zkreslení, musí být jakost obvodu laděného na 6,5 MHz o něco větší než obvodu laděného na 5,5 MHz.

A220D můžeme použít i na nižších kmitočtech. V tomto případě jsou však vnitřní vazební kapacity mezi fázovacím obvodem a omezovačem malé, proto musíme k vývodům 6, 7 a 9, 10 připojit paralelně větší kondenzátory. Rovněž se musí zvětšit i kapacita blokovacích kondenzátorů na vývodech 2 a 13. Při velmi nízkých kmitočtech je nutné, aby napětí na fázovacím obvodu bylo 200 mV, aby byla zajištěna správná funkce detektoru.

Na obr. 37 je speciální případ použití A220D jako obnovovače nosné a aktivního demodulátoru v přijímači AM a SSB. V zesilovači a omezovači IO je vlivem omezení signálu AM získána nosná a signál AM je v násobiči aktivně detekován. Při uzavření diode je na vstup IO přiváděno napětí z BFO o efektivním napětí asi 1 až 1,5 V. IO pracuje v tomto případě jako velmi kvalitní demodulátor signálu s jedním postranním pásmem.

Na obr. 38 je zapojení A220D v obvodu PLL. VCO generuje signál, jehož kmitočet lze měnit napětím  $U_{st}$ . Pro kmitočet pak platí  $f_{osc} = f + \alpha U_{st}$ , kde  $f_0$  je kmitočet odpovídající  $U_{st}$  a  $\alpha$  je strmost oscilátoru v Hz/V.



Obr. 38. Integrovaný obvod A220D v obvodu PLL

V porovnávací fázi je vstupní signál porovnáván se signálem oscilátoru se zřetelem na kmitočet i fázi. Na výstupu A220D je pak k dispozici řídicí signál, který je přes dolní propust a zesilovač přiveden na VCO. Řídicí signál řídí VCO tak dlouho, dokud kmitočtová a fázová odchylka mezi vstupním a oscilátorovým signálem není nulová.

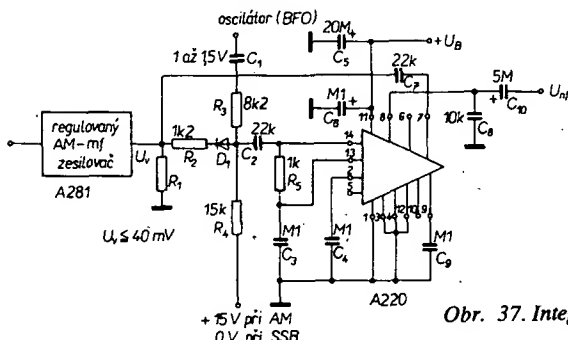
A220D je ekvivalentem TBA120S.

### Integrovaný obvod A223D

Integrovaný obvod A223D je určen pro mf zesilovače FM, zvukové části televizního přijímače. Oproti A220D má následující výhody:

dodatečný výstup nf signálu nezávislý na nastavení regulátoru hlasitosti, vhodný pro nahrávání na magnetofon,

dodatečný nf vstup, umožňující připojit zdroj nf signálu, konstantní výstupní nf napětí, v rozsahu napájecích napětí 10 až 18 V.



Obr. 37. Integrovaný obvod A220D v obnovovači nosné

necitlivost na „zabručené“ napájecí napětí, postačí proto filtrační kondenzátory malých kapacit.

Na vývod 3 IO je vyvedeno napětí, jehož úroveň je nezávislá na nastavení potenciometru hlasitosti (vstupní odpor asi 2 kΩ). Na vývod 4 je vyveden vnitřní stabilizátor napětí. Na vývodu 5 je vstup pro připojení regulátoru hlasitosti. Regulační napětí je získáváno z proměnného děliče napětí, napájeného z vnitřního stabilizátoru. Dělič je zapojen mezi vývody 4, 5 a zem. Hlasitost je rovněž možné řídit napětím z vnějšího zdroje. Nf napětí na vývodu 8 je téměř nezávislé na napájecím napětí, avšak jeho velikost a činitel zkreslení jsou závislé na jakosti fázovacího obvodu. Neregulovaný nf výstup je vyveden na vývod 12. Základní zapojení A223D je na obr. 39a.

**Omezovací zesilovač.** Stejně jako v A220D a v A223D je použit osmistupňový symetrický zesilovač-omezovač. Tento zesilovač-omezovač je stejnosměrně vázaný. Každý z osmi rozdílových zesilovačů má zisk asi 8 až 9 dB. Vazba na demodulátor je rovněž přes emitorové sledovače.

**Demodulátor.** Aby mohly být zlepšeny vlastnosti demodulátoru, je změněno oproti A220D zapojení demodulátoru. Zdroj konstantního proudu demodulátoru je napájen z vnitřního stabilizovaného zdroje. Proud demodulátorem je proto konstantní, nezávislý na napájecím napětí. Mezi výstupy demodulátoru jsou zapojeny dvě antiparalelně zapojené kapacitní diody D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, které s odpory R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> tvoří dolní propust, která potlačuje zbytky mf signálu.

**Nf zesilovač.** Zpracování nf signálu se značně liší od zpracování v IO A220D. Za demodulátorem zapojená regulace hlasitosti nemá jako zatěžovací impedanci činný odpor, nýbrž tzv. proudové zrcadlo. Elektronická regulace hlasitosti je použita v obou rozdílových zesilovačích T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> a T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub>, v nichž se dělí proud. Proudové zrcadlo se jen velmi málo liší od zdroje konstantního proudu. Jak vyplývá z obr. 39b, teče při napájecím napětí U<sub>B</sub> a odporu R<sub>1</sub> proud přes tranzistor T<sub>1</sub>, zapojený jako dioda. Vzhledem k dobré

Tab. 11. Parametry A223D

#### Mezní údaje

Napájecí napětí:	min. 10, max. 18 V.
Napětí na vývodu 5:	6 V.
Proud z referenčního zdroje:	5 mA.
Odpor mezi vývody 4, 5:	min. 1, max. 10 kΩ.
Odpor mezi vývody 13, 14:	1 kΩ.
Provozní kmitočet:	0 až 12 MHz.
Ztrátový výkon při 25 °C:	400 mW.
Tepelný odpor:	120 K/W.
Rozsah provozních teplot:	-25 až +70 °C.

Statické údaje při 25 °C, U<sub>B</sub> = 12 V, R<sub>S</sub> = 10 kΩ

Odběr ze zdroje:	min 9,5, typ. 13, max. 17,5 mA.
Stabilizované napětí U <sub>4</sub> :	4,2, 4,5, 5,3 V.
Stejnoseměrné napětí U <sub>8</sub> :	3,4 V.
	5,6 V.
	15 Ω.
	2,1 kΩ.
	1,1 kΩ.

Vnitřní odpor zdroje ref. napětí:

Vstupní odpor nf vstupu:

Výstupní odpor na vývodech 8, 12:

**Dynamické údaje při 25 °C, U<sub>B</sub> = 12 V, f = 5,5 MHz, Δf = ±50 kHz, f<sub>m</sub> = 1 kHz, m = 0,3, U<sub>vt</sub> = 10 mV, Q<sub>0</sub> = 45, C<sub>L</sub> = 1,5 nF, C<sub>o</sub> = 47 nF, R<sub>S</sub> = 10 kΩ**

Zesílení mf (U<sub>vt</sub> = 10 μV):

Mf výstupní napětí U<sub>8</sub>:

při U<sub>vt</sub> = 10 mV, U<sub>10</sub>:

Vstupní napětí pro omezení:

Nf výstupní napětí U<sub>8</sub>:

při U<sub>vt</sub> = 10 mV, U<sub>12</sub>:

Regulace nf (R<sub>S</sub> = 10/3 kΩ) U<sub>8</sub>:

Regulace hlasitosti U<sub>8</sub>:

Max. změna nf napětí U<sub>12</sub>:

Zisk nf (U<sub>3</sub> = 100 mV, f = 1 kHz):

Potlačení AM (U<sub>vt</sub> = 500 μV):

Činitel zkreslení při Q<sub>0</sub> = 20:

Q<sub>0</sub> = 45:

Q<sub>0</sub> = 45, U<sub>8</sub> = 60 dB:

Nf šumové napětí (R<sub>S</sub> = 0 kΩ):

Potlačení brumu na nf výstupech a<sub>8</sub>:

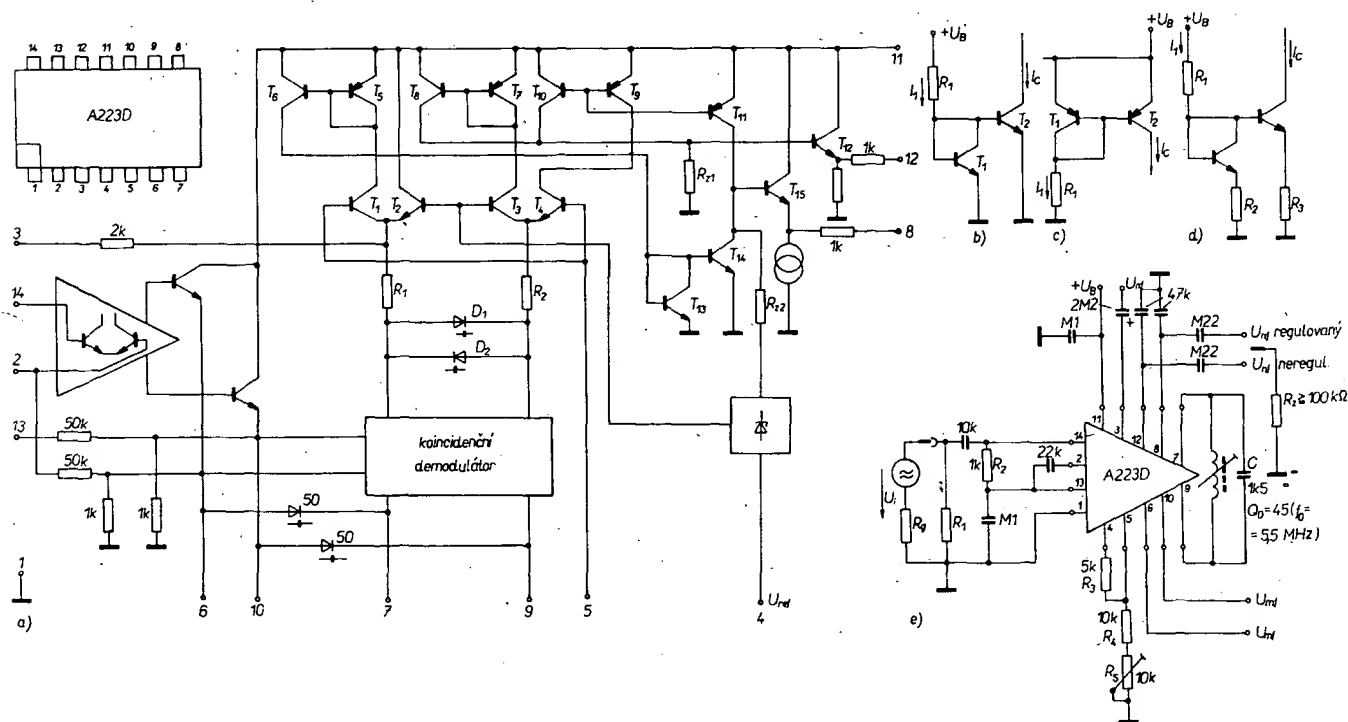
při f<sub>m</sub> = 50 Hz, U<sub>m</sub> = 300 mV, Δf = 0,812:

Zbytkové mf napětí na nf výstupech bez deefmáze při U<sub>vt</sub> = 10 μV, U<sub>8</sub>:

U<sub>12</sub>:

shodě parametrů sepnutých integrovaných tranzistorů teče tento proud, nezávisle na jeho velikosti, rovněž i tranzistorem T<sub>2</sub>. Proud je tedy proti zemi „zrcadlový“. Toto „zrcadlení“ proudu je možné vztáhnout i k napájecímu napětí, jak vyplývá z obr. 39c.

Protože T<sub>2</sub> pracuje do daného reálného výstupního odporu, bude se měnit při různém napětí kolektor-emitor jen poměr proudů v „zrcadle“. Tento vliv lze zmenšit na minimum použitím stejnosměrné záporné zpětné vazby podle obr. 39d. Poměrem průřezů



Obr. 39. Základní zapojení A223D (a), „proudové zrcadlo“ s tranzistorem n-p-n (b) a p-n-p (c), „proudové zrcadlo“ se zpětnou vazbou (d), měřící obvod pro A223D (e)

přechodů emitor-báze tranzistorů  $T_1$ ,  $T_2$ , nebo vhodným návrhem odporů  $R_2$ ,  $R_3$  v obr. 39d lze definovaně nastavit poměr proudů v „zrcadle“. Těchto způsobů v zapojení je využito v A223D, takže na výstupu dostáváme nf signál, který je nezávislý na regulátoru hlasitosti. Oba tranzistory rozdílového zesilovače  $T_3$ ,  $T_4$  pracují do „proudového zrcadla“. Součet obou zrcadlových proudů (vztaheno ke kladnému napájecímu napětí) je stejný a stejný je i úbytek na zatěžovacím odporu  $R_{L1}$ . Pro oddělení od výstupu je použit emitorový sledovač  $T_{12}$  a odpor  $1\text{ k}\Omega$ , čímž je definována i výstupní impedance. Tranzistor  $T_1$  rozdílového zesilovače pracuje do „proudového zrcadla“, tranzistor  $T_2$  je připojen přímo na napájecí napětí, takže při regulaci teče do  $T_1$  z proudového zrcadla větší nebo menší proud. Stejně poměry jsou i u  $T_4$ , svázaného s proudovým zrcadlem tvořeným tranzistory  $T_3$  a  $T_{11}$ . S touto technikou zapojení a opětovným zrcadlením demodulátorového proudu vzhledem k zápornému napájecímu napětí je realizován protitaktní proudový výstup, který je připojen k emitorovému sledovači se zdrojem konstantního proudu. Rovněž i zde je mezi emitorový sledovač a výstup zapojen odpor  $1\text{ k}\Omega$ . Použití techniky proudových zrcadel umožňuje velký rozsah regulace nf signálu na výstupu (vývod 8). Rovněž při malém napájecím napětí (asi 8 V) dostáváme na výstupu velké nf napětí. Kromě toho je lepší i potlačení brumových napětí (vzhledem k A222D).

Zesilovač-omezovač, demodulátor a regulátor hlasitosti jsou napájeni z vnitřního stabilizátoru. Toto stabilizované napětí je jako referenční napětí vyvedeno na vývod 4. A223D má 14 vývodové pouzdro DIP a je ekvivalentem TBA120U.

Na obr. 49 je zapojení měřicího obvodu. Vstup A223D je přizpůsoben impedanci generátoru. Kondenzátory  $47\text{ nF}$  na vývodech 8 a 12 tvoří spolu s výstupními odpory deefmázi s časovou konstantou  $50\text{ }\mu\text{s}$ . Mezní a provozní údaje A223D jsou uvedeny v tab. 11.

Vliv vnějších součástek na parametry IO je stejný jako u A220D.

Fázový posuv  $\varphi = 90^\circ$  mezi oběma demodulovanými napětími vznikne při rezonančním kmitočtu

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1(C_1 + \frac{C_{u1}}{2})}}$$

Jakost fázovacího obvodu je

$$Q_p = \omega_0 R_p \text{ rez} (C_1 + \frac{C_{u1}}{2}),$$

kde  $R_p \text{ rez}$  je paralelní kombinace ztrátového odporu cívky, vstupního odporu na vývodech 7 a 9 IO a vnějšího paralelního odporu  $R$ . Kondenzátor  $C_{u1}$  je vnitřní vazební kondenzátor.

Pro fázovou strmost platí při kmitočtu

$$S_0 = - \left( \frac{d\varphi}{df} \right) \Big|_0 = \frac{2Q_p}{f_0}$$

Je-li nosná kmitočtově modulovaného signálu stejná jako kmitočet  $f_0$ , je činitel zkraslení

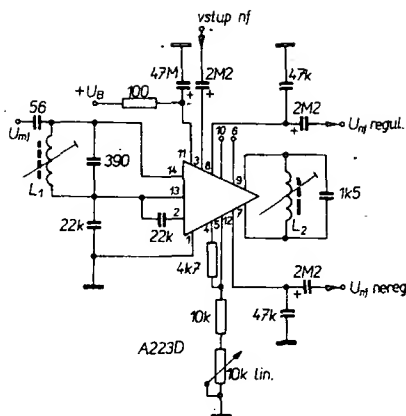
$$k_2 = 0,$$

$$k_3 = \frac{1}{3} (Q_p \frac{\Delta f}{f_0})^2 = \frac{S_0^2}{12} \Delta f^2,$$

$$k_5 = \frac{1}{5} (Q_p \frac{f}{f_0})^4 = \frac{S_0^4}{80} \Delta f^4$$

Z těchto vztahů lze určit jakost a odpor  $R$ .

Jsou-li požadavky na činitel zkraslení a nf výstupní napětí větší, musí se použít pro fázovací obvod pásmová propust s potřebnou



Obr. 40. Úplný mf zesilovač s A223D

vazbou mezi oběma obvody. Pásmovou propust se zlepší linearita detekční křivky a zmenší činitel zkraslení. Zapojení s pásmovou propustí je na obr. 34b.

Na obr. 35b je zapojení mf zesilovače, u něhož nejsou dodatečný nf vstup a výstup využity. Oproti zapojení s A220D má toto zapojení následující výhody: lepší dynamické parametry, větší potlačení brumu a konstantní nf výstupní napětí.

Na obr. 40 je zapojení, které využívá všech předností A223D. Přímé vyvedení vývodu 3 (nf vstup) a vývodu 12 (neregulovaný nf výstup) na diodový konektor je možné jen u televizních přijímačů s oddělenou sítí. U univerzálních TVP se musí použít oddělovací transformátor.

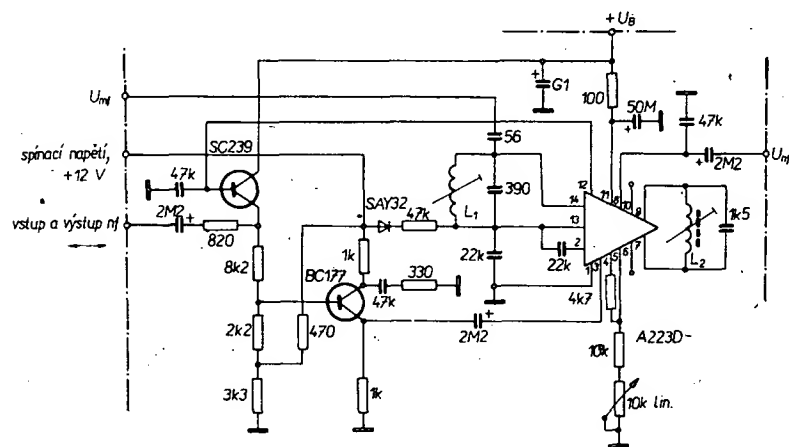
Aby bylo možno připojit normovaný vstup videomagnetofonu s A223D, je třeba použít pomocný obvod. Na obr. 41 je zapoje-

s BC177 připojen. Ten je opatřen preemfází a ruší se tím vliv deefmáze na vývodu 8. Přes diodu SAY32 a odpor  $47\text{ k}\Omega$  je vyřazen z funkce mf zesilovač. Je-li videomagnetofon přepojen na záznam, spínací napětí bude 0 V a dioda je uzavřena. Přes emitorový sledovač s SC239 je nf signál přiveden na výstupní konektor, který je používán i jako vstupní konektor. Elektronická regulace hlasitosti může být v tomto případě vypuštěna.

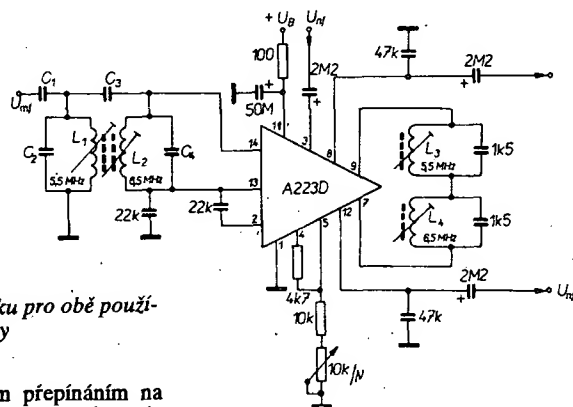
Na obr. 42 je zapojení dvounormového mf zesilovače zvuku. Pro zpracování signálů obou rozdílných kmitočtů ( $6,5$  a  $5,5\text{ MHz}$ ) se musí na vstup A223D zapojit nadkriticky vázaná pásmová propust, u níž je jeden obvod naladěný na  $5,5\text{ MHz}$  a druhý na  $6,5\text{ MHz}$ . Fázovací obvody nutné pro demodulaci jsou zapojeny do série. Jakost obvodu laděného na  $6,5\text{ MHz}$  musí být o  $18$  až  $20\%$  větší, než obvodu  $5,5\text{ MHz}$ , abychom dosáhli stejného nf napětí při různých kmitočtech za předpokladu, že bude stejný zdvih. Je také možné místo ladičích kondenzátorů použít varikap a obvod na druhý kmitočet přeladovat změnou ladičích napětí.

A223D je možné použít i v mf zesilovači přijímače FM s mf kmitočtem např.  $455\text{ kHz}$ , nebo v telegrafii FM st proudy. Pak je však nutné mezi vývody 6, 7 a 9, 10 zapojit vnější kondenzátory. Blokování vývodů 2 a 13 je nutno přizpůsobit vstupnímu kmitočtu. Zajišťující je použití A223D na kmitočtu  $10,7\text{ MHz}$ . Typické naměřené údaje při  $f_0 = 10,7\text{ MHz}$ ,  $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$ ,  $U_B = 12\text{ V}$ ,  $Q_0 = 45$ ,  $C = 560\text{ pF}$  jsou:  $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$ ,  $A_{U \text{ mf}} = 62\text{ dB}$ ,  $U_{\text{vst am}} = 70\text{ }\mu\text{V}$ ,  $k = 0,55\%$ ,  $U_{\text{nr}} = 500\text{ mV}$ , potlačení AM  $55\text{ dB}$  při  $U_{\text{vst}} = 500\text{ }\mu\text{V}$ .

Potřebnou selektivitu lze získat obvodem LC nebo keramickým fitrem, který se zapojuje na vstup IO.

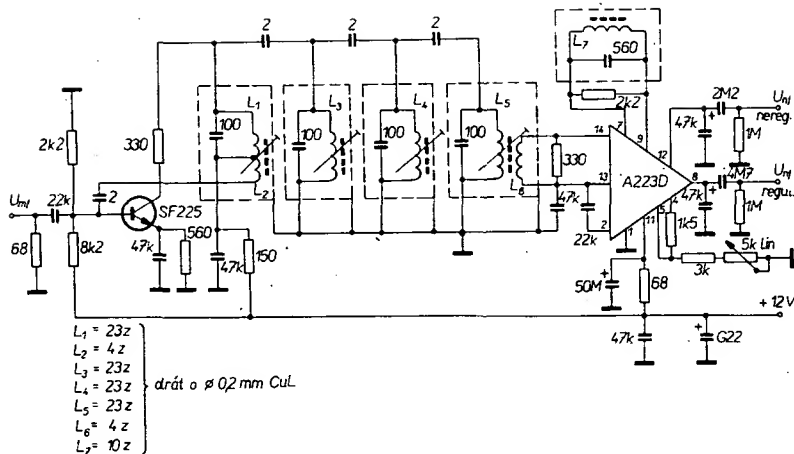


Obr. 41. Obvod pro připojení obrazového magnetofonu (videomagneto)



Obr. 42. Mf zesilovač zvuku pro obě používané normy

ní obvodu s normovaným přepínáním na videomagnetofon. Z videomagnetofonu je na konektor přiváděno spínací napětí  $+12\text{ V}$ , kterým bude oddělovací emitorový sledovač SC239 blokován a oddělovací zesilovač



Obr. 43. Zapojení jakostního mf zesilovače

Na obr. 43 je zapojení mf zesilovače se čtyřobvodovým fitrem LC, A223D a tranzistorovým předzesilovačem. Tento předzesilovač je neutralizován přes 4 závitů kolektorové cívky a kondenzátor 2 pF. Obvodová kapacita filtru LC je 100 pF, jakost naprázdno 90 a „horké“ konce jsou vázány kondenzátory 2 pF. Vazba na A223D je indukční (4 závitů). Napětí na vstup je přivedeno v poměru 6 : 1. Vazební vinutí je překlenuto odporem 330  $\Omega$ , takže vstupní impedance IO neovlivňuje filtr. Vlivem převodu napětí a vlivem ztrát ve filtru jsou ztráty z kolektoru předzesilovače na vstup IO 26 dB. Tento útlum je vyrovnán předzesilovačem, který má zisk 46 dB.

Zapojení podle obr. 43 má následující parametry:

Nasazení omezení:  $U_{\text{vst. ome}} = 6 \mu\text{V}$ .

Potlačení AM: 55 dB při  $U_{\text{vst}} = 200 \mu\text{V}$ ,  $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$ ,  $m = 0,3$ .

Šířka pásma -3 dB: 200 kHz.

Selektivita  $S_{300}$ : 30 dB.

Nf výstupní napětí: 450 mV při

$U_{\text{vst}} = 200 \mu\text{V}$ ,  $f = \pm 50 \text{ kHz}$ .

Činitel zkreslení: 0,5 %.

Z těchto parametrů je zřejmé, že se jedná o velmi dobrý mf zesilovač FM.

Pro přijímače vyšších cenových skupin požadujeme funkce jako je ADK, indikace síly pole, potlačení šumu mezi stanicemi, přepínání mono-stereo podle síly pole atd. S A223D lze tyto funkce realizovat poměrně snadno. U A223D můžeme z vývodů 8 a 12 (oproti vnitřnímu referenčnímu napětí) získat symetrické napětí AFC, neboť napětí na vývodech 8 a 12 se mění s rozladěním. Při rozladění k nižším kmitočtům se stejnosměrné výstupní napětí zvětšuje a směrem k vyšším zmenšuje oproti napětí při kmitočtu  $f_0$ . Napěťová změna je závislá na jakosti fázovacího obvodu a při  $Q_p = 40$  až 45 je asi 1,5 V při 100 kHz na vývodu 8, a 1,2 V při 100 kHz na vývodu 12. Funkce závislé na síle pole, jako je napětí pro indikátor síly pole, přepínač mono-stereo a obvod tichého ladění můžeme získat z A281D, zapojeného jako logaritmický úroveňový detektor. Pro potlačení šumu mezi stanicemi můžeme využít jednak napětí na fázovacím obvodu a jednak šumového napětí na vývodu 12, které vedeme do pomocného řídicího obvodu přes horní propust. Za zesilovačem řídicího obvodu je zapojen detektor, jehož stejnosměrná složka ovládá spínací tranzistor, připojený kolektorem na vývod 5 integrovaného obvodu.

Tab. 12. Parametry A225D

#### Mezní údaje

Napájecí napětí: 18 V.

Tepelný odpor: 90 K/W.

Teplota přechodu: 150 °C.

#### Statické údaje

Napájecí napětí: 4 až 18 V.

Kmitočet: 0 až 15 MHz.

Provozní teplota: -25 až +85 °C.

#### Dynamické údaje při $f = 10,7 \text{ MHz}$ ,

$U_B = 12 \text{ V}$ ,  $Q_0 = 35$ ,

$\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}$ ,  $f_m = 1 \text{ kHz}$

Odběr ze zdroje: 10 mA.

Vstupní napětí pro omezení: 40  $\mu\text{V}$ .

Potlačení AM při  $m = 0,3$ ,  $U_{\text{vst}} = 10 \text{ mV}$ : 62 dB.

Nf výstupní napětí: 410 mV.

Potlačení nf při šumové bráně: 65 dB.

Zkreslení při  $I_{\text{ADK}} = 0$ : 0,6 %.

Nasazení šumové brány při rozladění: 160 kHz.

Strmost ADK: 1  $\mu\text{A/kHz}$ .

Vyplňací napětí ADK: 9 mV.

Napětí závislé na síle pole pro

$U_{\text{vst}} = 16 \mu\text{V}$ :  $U_{14} = 20 \text{ mV}$ ,

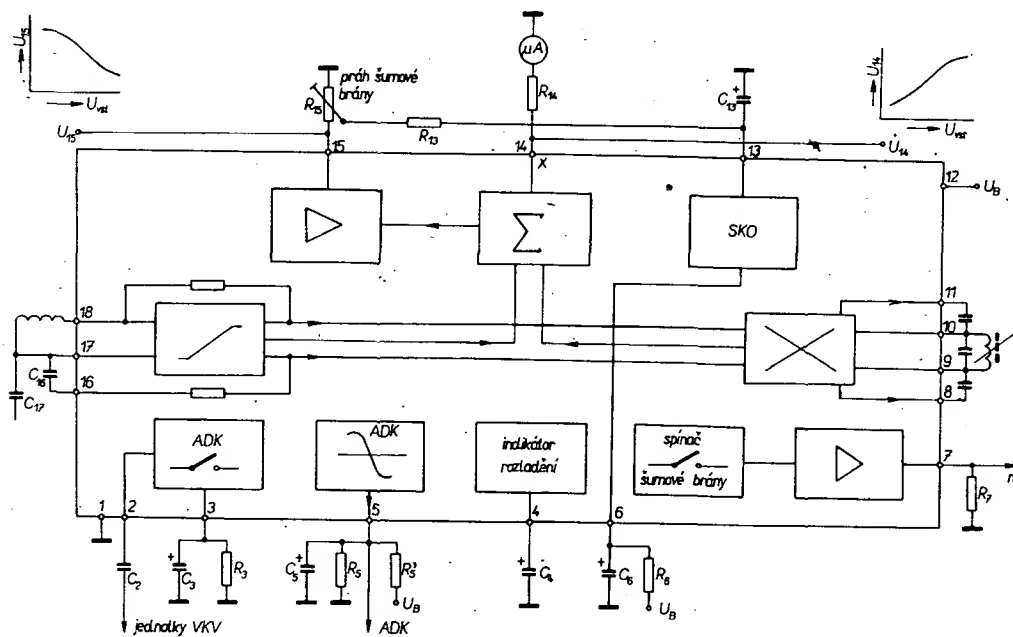
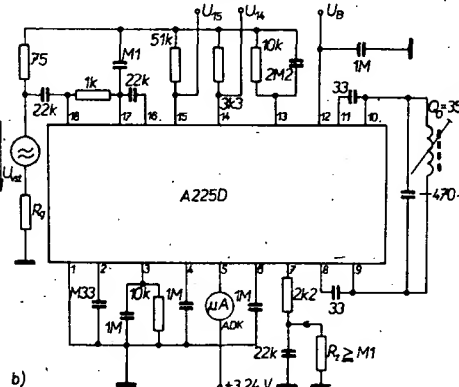
$U_{15} = 2,6 \text{ V}$ ;

$U_{\text{vst}} = 10 \text{ mV}$ :  $U_{14} = 2,7 \text{ V}$ ,

$U_{15} = 0 \text{ V}$ .

#### Integrovaný obvod A225D

Integrovaný obvod A225D je mf zesilovač FM pro kmitočet 10,7 MHz s detektorem



Obr. 44. Integrovaný obvod A225D, blokové schéma (a) a měřicí zapojení (b)





Rozsah indikátoru síly pole signálu překrývá čtyři dekády vstupního napětí vstupní jednotky VKV (0,1  $\mu$ V až 1 mV). Dioda v sérii s měřicím přístrojem potlačuje strmý náběh napětí v oblasti začátku omezení.

Z vývodu 14 se odebírá napětí pro ovládání Schmittova klopného obvodu a pro spínač mono-stereo v dekóderu. Práh se nastavuje potenciometrem P<sub>4</sub>. Obvod šumové brány (pracuje při rozladění) je závislý na fázovacím obvodu a nasazuje při rozladění +60 kHz.

Obvod pro ladění varikapů není na obr. 45 uveden, a proto nejsou uvedeny obvody související s ADK, neboť jejich realizace je závislá na zvolené koncepci ladění. ADK se vypíná automaticky nebo ručně uzemněním vývodu 2 IO. Nf signál je veden na stereofovní dekódér přes fázovací korekční obvod, kterým se nastaví minimální přeslechy. V kvalitnějších přijímačích je lepší místo tohoto fázovacího korekčního obvodu použít filtr MPX.

#### Integrovaný obvod A230, A231

Integrovaný obvod A230D, A231D je matice RGB (červená-zelená-modrá) s obvodem zatemňovacích impulsů. V tomto IO se ze signálu Y (jasový signál získaný v IO A270) a z barevných rozdílových signálů (R-Y), (B-Y), získaných v dekóderu SECAM A295D získávají signály barev R, G, B, které jsou přes koncové zesilovače přivedeny na katody obrazovky. Ze signálů (R-Y), (B-Y) se nejprve získá signál (G-Y) a sečtením těchto tří signálů se signálem Y se získávají signály R, G, B. V A230D, A231D je obvod zatemňování, který zatemňuje obrazovku během řádkových i snímkových zpětných běhů.

Pro celé zapojení je důležité dosáhnout optimální relativní i absolutní stability úrovně černé a shodnosti dynamických vlastností všech tří kanálů barvy. Změna úrovně černé

vede ke zkreslení barev a ke snížení kvality obrazu.

V celkové koncepci dekóderu SECAM je pamatováno na to, aby v IO A270D (klíčovací regulaci úrovně černé) a mezi A230 a A295D byla zajištěna dobrá stabilita úrovně černé.

Referenční napětí A230D je přes demodulační obvody přivedeno do matice.

V A230D, A231D jsou stejné tři kanály barev -R, -G, -B; aby se dosáhlo malého zkreslení i střídavého napětí, obvody mají dobrou teplotní kompenzaci, vyplývající z použití rozdílových zesilovačů.

Pro dosažení optimální teplotní stability je koncový stupeň obrazu i zatemňovací obvod zahrnut do celkové koncepce stabilizace.

Vnitřní schéma A230D a A231D je na obr. 46.

**Dekódovací obvod.** Obvod dekódování je diferenciální zesilovač se zdrojem konstantního proudu. Barevný rozdílový signál je nesymetricky veden na bázi jednoho tranzistoru rozdílového zesilovače, báze druhého je na úrovni černé. Úroveň černé se udržuje obvodem, který je shodný pro všechny tři kanály barev od vstupu až po matici. Není-li na vstupu přítomen rozdílový signál barev, ale jen stejnosměrná úroveň černé, bude tento obvod napájen pouze z referenčního zdroje. Barevné rozdílové signály se dekódu-

jí takto: signály (F-Y) jsou vedeny na jednu z bází tranzistoru rozdílového zesilovače. Tranzistor je zesílen 2,5krát a obrátí jejich fázi. Signál Y, přivedený z A270D, řídí zdroj konstantního proudu rozdílového zesilovače. Zesílení tohoto zdroje konstantního proudu od jeho vstupu na kolektorový odpor rozdílového zesilovače je 2,5. Na kolektorovém odporu se signál -(F-Y) sečte se signálem Y

$$-(F-Y) - Y = F.$$

Zelený rozdílový signál se vytváří v dalším obvodu IO, v němž na odporech se ze signálů (R-Y), (B-Y) získá signál (G-Y)

$$(G-Y) = 0,15 (R-Y) - 0,19 (B-Y).$$

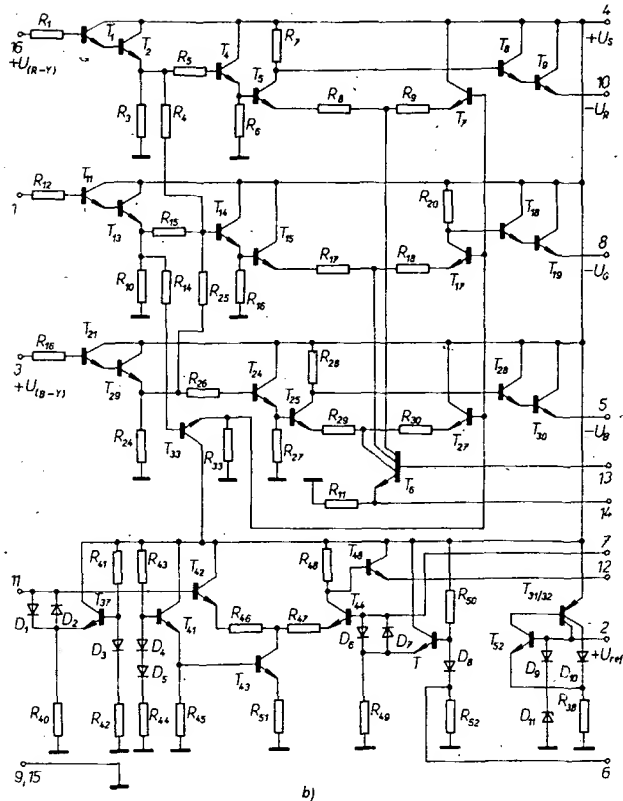
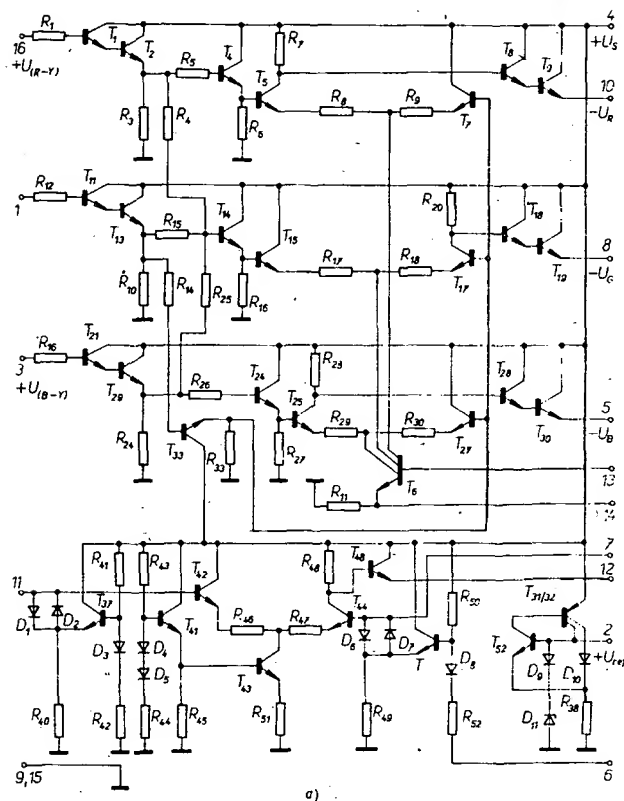
Signál (G-Y) se dekóduje stejně jako u ostatních dvou signálů. Tímto zapojením se při použití rozdílových zesilovačů dosáhne velmi dobré teplotní kompenzace.

**Vstupní a výstupní zesilovače.** Vstupní zesilovače rozdílových signálů barev oddělují matici od dekóderu barvy a umožňují připojit úroveň černé. Vstupní zesilovač zelené barvy je využit pouze pro stejnosměrné napájení kanálu zelené barvy a pro stejnosměrné klíčování jednoho vstupu rozdílového zesilovače.

A230D, A231D téměř nezatěžují zdroj signálu, neboť vstupní zesilovače jsou zapojeny jako emitorové sledovače v Darlingtonově zapojení.

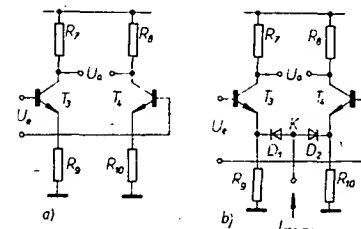
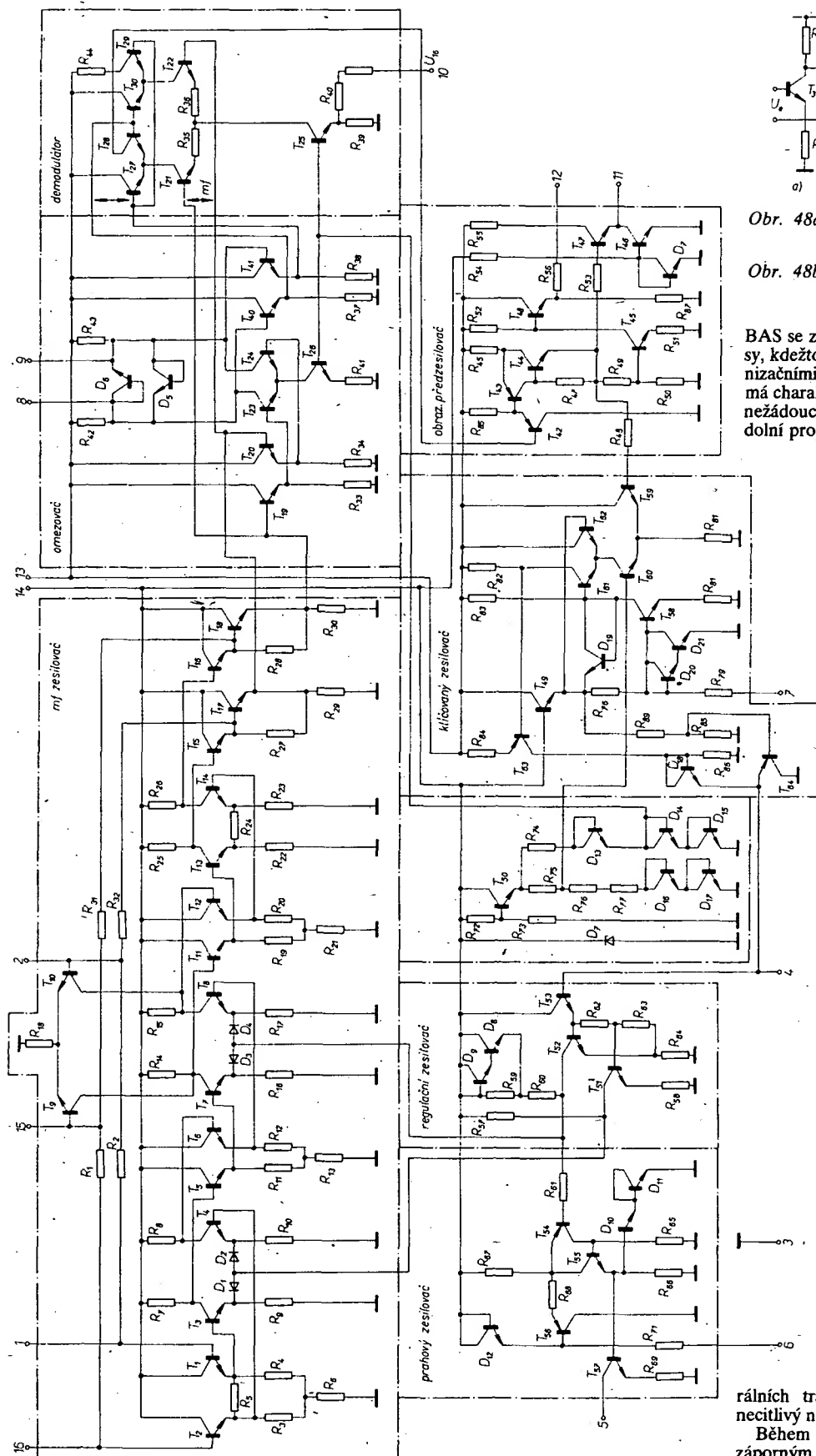
Signál Y je veden do bází zdrojů konstantního proudu rozdílových zesilovačů. Ze společného odporu v emitorech vstupních zesilovačů signálu Y je vedena zpětná vazba k A270D (klíčovaná regulace úrovně černé). Výstupní stupně jsou rovněž emitorové sledovače v Darlingtonově zapojení, které zabraňují zatěžování matice a umožňují snadno řídit koncové obrazové zesilovače v zapojení se společnou bází.

**Zdroj referenčního napětí.** Zdroj referenčního napětí napájí stejnosměrným napětím vstupy zesilovačů rozdílových signálů barev, tzn. slouží pro nastavení úrovně černé. V tomto zdroji je zapojen teplotně kompen-



Obr. 46. Vnitřní schéma zapojení A230D (a) a A231D (b)





Obr. 48a. Jeden stupeň mf zesilovače při minimálním zesílení

Obr. 48b. Jeden stupeň mf zesilovače při maximálním zesílení

BAS se zápornými synchronizačními impulsy, kdežto na vývodu 12 s kladnými synchronizačními impulsy. Obrazový předzesilovač má charakter dolní propusti, která potlačuje nežádoucí zbytky v kmitočtu. Charakteru dolní propusti bylo dosaženo použitím late-

nemůžeme vyloučit malé zbytky nosné, které vznikají kapacitními přeslechy a malou nesymetrií multiplikátoru. Pro úplnost je třeba poznamenat, že obnovená nosná při silně přebuzeném demodulátoru ( $T_{27}$  až  $T_{30}$ ) nemá

tvář sinusovky, nýbrž obdélníku s opakovacím kmitočtem  $\omega$ , takže do rovnice je nutno dosadit Fourierův rozvoj. Při úplném výpočtu budou tedy na výstupu produkty směšování mf signálu s lichými harmonickými nosné. Tyto produkty jsou však rovněž potlačeny v obrazovém předzesilovači.

Obrazový předzesilovač zesílí výstupní demodulovaný signál, který je vyveden na vývody 11 a 12-IO. Na výstupu 11 je signál

rálních tranzistorů p-n-p. Výstup 11 je necitlivý na změny napájecího napětí.

Během klíčování klíčovacího zesilovače záporným klíčovacím impulsem na vývodu 7 ( $U_7 = -1,5$  až  $5$  V) je napětí na výstupu 11 porovnáváno s napětím vnitřního stabilizátoru. Napětí na vývodu 11 je během klíčování klíčovacího zesilovače asi 2 V. Vytvořené regulační napětí je vedeno na vývod 4 IO a v době mezi dvěma klíčovacími impulsy je „drženo“ obvodem s časovou konstantou, připojeným na vývod 4 ( $62$  k $\Omega$ ,  $4,7$   $\mu$ F).

Regulační zesilovač určuje regulační proud diodami v mf zesilovači; ten je nastaven tak, že se nejdříve reguluje druhý stupeň

Obr. 48. Vnitřní zapojení AZ40D

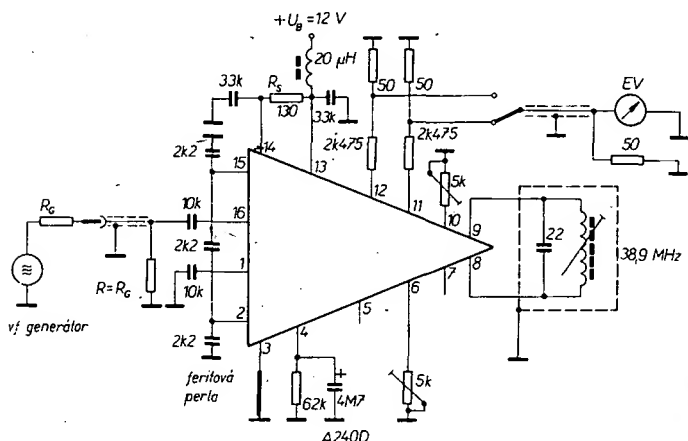
Vnitřní stabilizátor napětí napájí všechny obvody v IO. Napětí je 6 V a je stabilizováno Zenerovou diodou, vyvedenou na vývod 14 a 3 (zem). Proud přiváděný na vývod 14 ze zdroje musí být 40 mA (nesmí být větší než 50 mA), jinak by se zničila Zenerova dioda a tím i celý integrovaný obvod. Proudem 40 mA je určen i odpor mezi vývody 13 a 14. Rovněž krátkodobé proudové špičky, jako např. vybití elektrolytického kondenzátoru, krátkodobý zkrat na napájecím vodiči apod. vedou ke zničení IO. Při měření je nutné vyloučit proudové špičky mezi vývody 13 a 14! Zapojení měřícího obvodu je na obr. 49, kde je doporučená deska s plošnými spoji. Zvláštností zapojení je indukční přívod „země“ k IO a dělič výstupního napětí pro přizpůsobení na kelib 50 Ω. Malá indukčnost asi 200 nH (feritová perla, navlečená na drát) zmenšuje rušivá napětí (při použití objímky) v oblasti malých vstupních napětí. Bez této indukčnosti se zhorší odstup mezi užitečným a rušivým signálem. (Při zapojení IO se tato indukčnost nemusí použít.)

Prizpůsobení výstupů děličem napětí předpokládá použit kabely  $50\ \Omega$  s co nejmenší kapacitou, jinak může dojít ke smyčkám a vzájemné vazbě vř výstupních signálů. Při měření proudu odebraného ze zdroje  $I_{13}$  musíme tyto děliče odpojit.

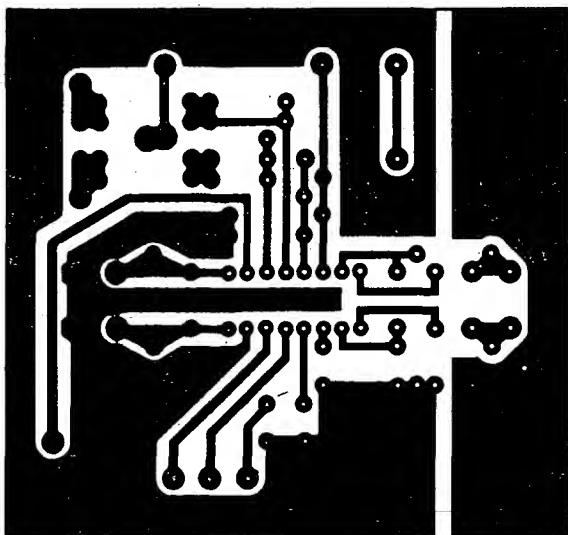
Z toho, co bylo řečeno, vyplývá, že pro mě zesilovač s tímto IO (vzhledem k jeho velké-

Tab. 14. Parametry A240D

<b>Mezní údaje</b>	
Napájecí napětí:	15 V.
Odebíraný proud:	50 mA.
Napětí na vývodu 5 při $U_{4,6} = 0$ :	15 V.
Proud na obrazových výstupech $I_{11/3}, I_{12B}$ :	5 mA,
$t < 1$ s $I_{11/3}, I_{12B}$ :	30 mA.
Napětí na vývodu 10:	-1 až +3 V.
Amplituda klíčovacího impulsu:	-1,5 až -5 V.
Ztrátový výkon při 25 °C:	700 mW.
Teplota přechodu:	125 °C.
Provozní teplota:	-10 až +55 °C.
 <b>Statické údaje při 25 °C, <math>U_B = 12</math> V, <math>R_s = 130 \Omega</math></b>	
Odebíraný proud: $I_{13} (U_{11} = 5,5$ V):	21, max. 25 mA.
Stabilizované napětí ( $I_{14} = 40$ mA):	6, max. 6,4 V.
Ss napětí na obrazových výstupech $U_{11}$ :	min. 4,8, typ. 5,5 V;
při $U_{vst} = 0, U_{11} = 5,5 \pm 0,1$ V, $U_{12}$ :	5,4, max. 7 V.
Změna výstup. napětí $U_{11} (U_B = \pm 10 \%)$ :	105 mV.
<b>Dynamické údaje při 25 °C, <math>U_B = 12</math> V, <math>R_s = 130 \Omega</math>, <math>U_{11} = 5,5</math> V, <math>f_n = 38,9</math> MHz,</b>	
$f_m = 15$ kHz, $m_n = 0,82$ , $U_{vst} = 20$ mV	
Ss úroveň synchr. $m_n = 0, U_{11}$ :	min. 1,8, typ. 2,1, max. 2,2 V.
Regul. proud pro vstup dříls:	min. 3 mA.
AVC, $\Delta U_{mf}$ :	min. 50 dB.
Amplituda obrazového signálu $U_{11}$ :	min. 2,6, typ. 3,2, max. 4,2 V.
$U_{12}$ :	min. 2, typ. 3,1 V.
Mf napětí zvuku na obrazových vstupech při $U_{vst} = 0,63$ mV,	
$f_{nz} = 32,4$ MHz, $m_{nz} = 0$ , $f_z = 6,5$ MHz, $U_{mf0}/U_{mfz}$ :	30 dB,
$U_{mfz} 11$ :	30, max. 54 mV,
$U_{mfz} 12$ :	30 mV.
Minimální vstup. napětí ( $U_{11} = 2,6$ V):	190, max. 350 $\mu$ V.
Odstup mezi nosnou barvou a zvukem:	42 dB.
Šířka obrazového kanálu:	7, max. 7,6 dB.
Zbytky mf napětí na výstupech při $f = 38,9$ MHz, $U_{11}$ :	9 mV,
$U_{12}$ :	4 mV;
$f = 77,8$ MHz, $U_{11}$ :	35 mV,
$U_{12}$ :	13 mV.



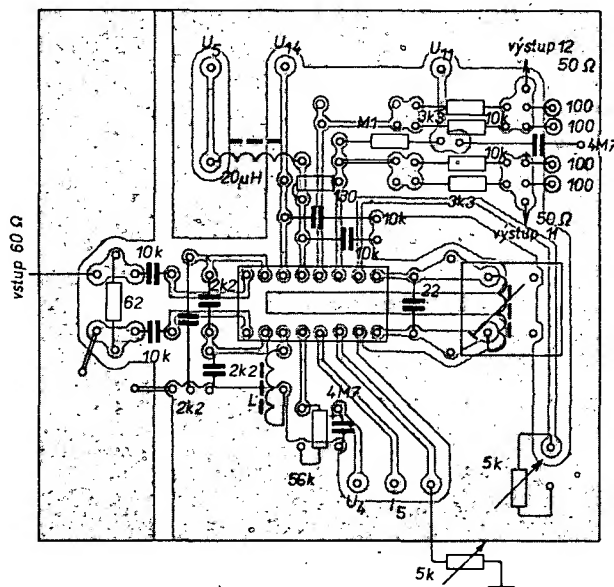
Obr. 49. Měřicí obvod pro A240D a doporučená deska s plošnými spoji (O216)



mu zesílení na malé ploše) je nutno navrhovat desku s plošnými spoji stejným způsobem, jako při návrhu desky pro vysoké kmitočty.

Parametry A240D jsou v tab. 14.'

Při praktickém použití se mezi vstupní díl a A240D zapojuje předzesilovač a filtr. Na výstup A240D se připojuje koncový obrazový zesilovač, u barevných TV přijímačů dekodér barev a mf zesilovač zvuku. A240D je používán v nových černobílých i barevných TV přijímačích TESLA Orava. Zapojení s A240D bylo použito i v přijímači Chromat 1060 (viz Radio, Fernsehen, Elektronik č. 9/1977) v NDR.



## Integrovaný obvod A244D

Integrovaný obvod A244D je určen pro přijímače AM do kmitočtu 30 MHz. Mf signál se demoduluje germaniovou detekční diodou. A244D je v pouzdře DIP-16, provozní napětí je 4,5 až 15 V, IO je ekvivalentem TCA440 fy Valvo. S A244 můžeme splnit požadavky kladené na přijímače AM nejvyšších cenových skupin. Oproti řešení s diskretními prvky je možno dosáhnout jednoduše lepších parametrů. Hlavními přednostmi A244D jsou:

regulovatelný vf předzesilovač s velkým vstupním odporem, multiplikativní směšovač, čtyřstupňový regulovatelný mf zesilovač, výstup pro indikátor síly pole, různé způsoby zapojení (např. oddělená regulace vf předzesilovače, vnější oscilátor).

Schéma A244D s principiálním připojením vnějších součástek a vnitřní schéma IO jsou na obr. 50.

Na obr. 51 je zapojení měřicího obvodu pro A244D. Toto zapojení je navrženo tak, aby bylo dosaženo obvyklých parametrů. Regulace vf předzesilovače (vývod 3) je spojena s výstupem pro indikátor síly pole (vývod 10). Jako mf filtr je použit jednoduchý laděný obvod, který je navržen tak, aby svými přenosovými parametry odpovídal filtru soustředěné selektivity. Přenos napětí mezi vývodem 15 a 12 je -18 dB, takže je dosaženo dobrých přenosových vlastností v mf i vf části při zachování dobré citlivosti. Dosažené parametry pro zapojení podle obr. 51 jsou v tab. 15. V tabulce jsou i další parametry potřebné pro návrh zapojení s tímto IO. S A244D je možno zpracovávat vstupní signály v rozsahu 10  $\mu$ V až 1,5 V, tj. asi 103 dB.

Tab. 15. Parametry A244D

<b>Mezní údaje</b>	
Napájecí napětí:	4,5 až 15 V.
Vstupní napětí:	max. 2 V.
Rozsah provozních teplot:	-10 až +70 °C.
<b>Jmenovité údaje při 25 ± 5 °C, <math>U_B = 9</math> V</b>	
$f_{vst} = 1$ MHz, $f_{mf} = 455$ kHz,	
$f_m = 1$ kHz, $m = 0,8$	
<b>Vf část</b>	
Vstupní odpor pro $U_3 = 0$ V:	3,4 k $\Omega$ .
$U_3 = 0,4$ V:	4,6 k $\Omega$ .
Výstupní vodivost směšovače:	2 $\mu$ S.
Výstupní kapacita směšovače:	4,6 pF.
Strmost při $U_3 = 0$ V, $U_{osc} = 1$ V:	30 mS.
<b>Mf část</b>	
Nasazení AVC při $U_{vst} \text{ mf}$ :	130 $\mu$ V.
Rozsah regulace AVC pro $\Delta U_{mf} = 10$ dB:	60 dB.
Maximální vstupní napětí při $U_9 = 0$ V:	2,5 k $\Omega$ .
$U_9 = 0,4$ V:	3 k $\Omega$ .
Výstupní vodivost:	16,6 $\mu$ S.
Výstupní kapacita:	9 pF.
<b>Celý přijímač</b>	
Odebíraný proud ( $U_{vst} = 0$ , $U_B = 4,5$ V):	8,5 mA.
$U_B = 9$ V:	11,4, max. 16 mA.
$U_B = 15$ V:	13,9 mA.
Nasazení AVC při $U_{vst} \text{ vf}$ :	8 $\mu$ V.
Rozsah regulace pro $\Delta U_{mf} = 10$ dB:	90 dB.
Odstup signál-šum pro $U_{vst} = 20$ $\mu$ V:	min. 24, typ. 31 dB.
Výstupní napětí mf pro $U_{vst} = 20$ $\mu$ V:	min 60, typ. 140 mV.
$U_{vst} = 500$ mV:	min. 100, typ. 330, max. 560 mV.
Činitel zkreslení pro $U_{vst} = 30$ mV:	2,8, max. 8 %.
$U_{vst} = 500$ mV:	4,5, max. 10 %.
Vstupní napětí pro s/š = 20 dB, $R_G = 30 \Omega$ ,	
$m = 0,3$ :	12,4 $\mu$ V.
Vstupní napětí pro $k = 10$ %:	1,5 V.

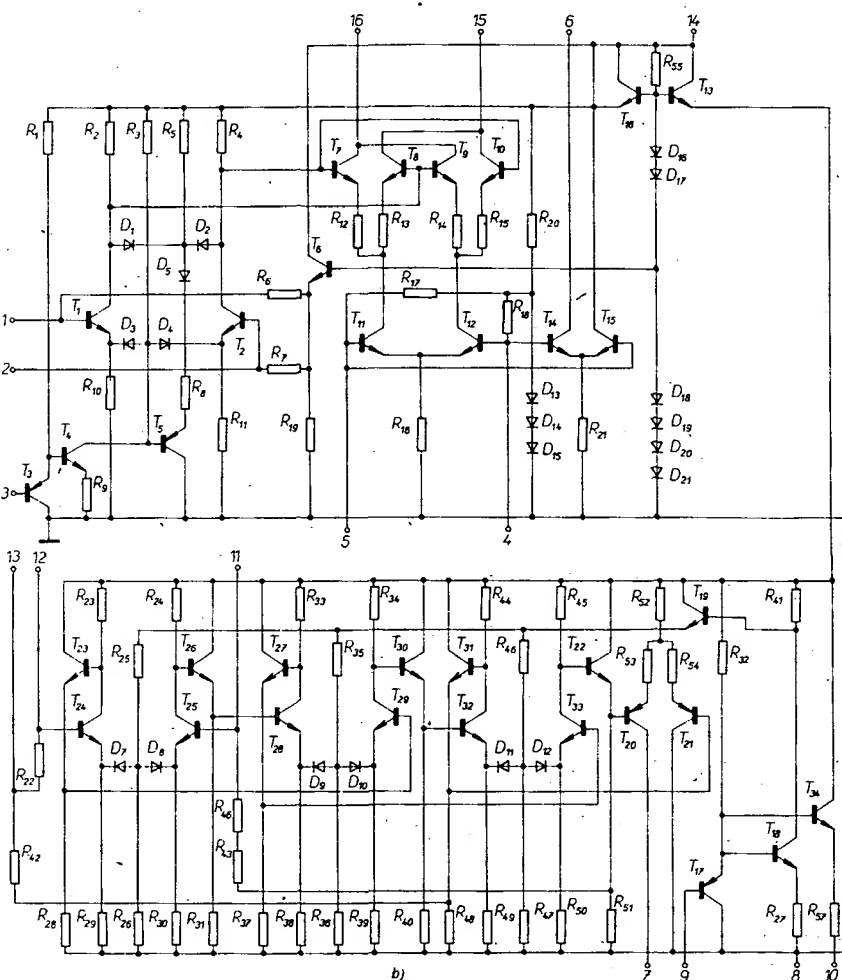
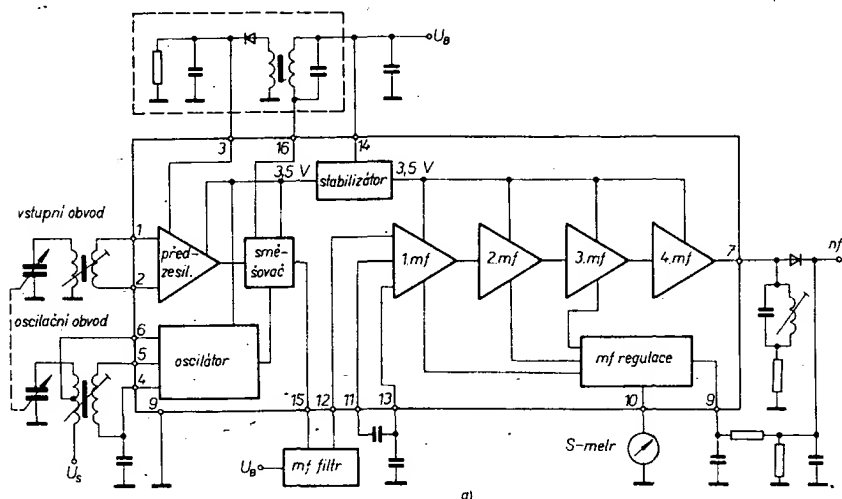
U přijímače osazeného tímto IO je možno dosáhnout vynikajících parametrů, zejména jsou-li využity následující vlastnosti:

- velký vstupní odpor, který je větší než u zapojení s diskretními prvky (umožňuje zvětšit provozní činitel jakosti vstupního obvodu),
- symetrický směšovač (je dosaženo velkého potlačení mf kmitočtu),
- velký odstup signál-šum (při vstupním napětí větším než 1 mV je 60 dB),
- počátek regulace AVC při malém napětí a její velký rozsah zaručují konstantní výstupní napětí v širokém rozsahu vstupních napětí, což je výhodné zejména v autopřijímačích,
- vnitřní stabilizátor (umožňuje používat napájecí napětí 4,5 až 15 V a při použití

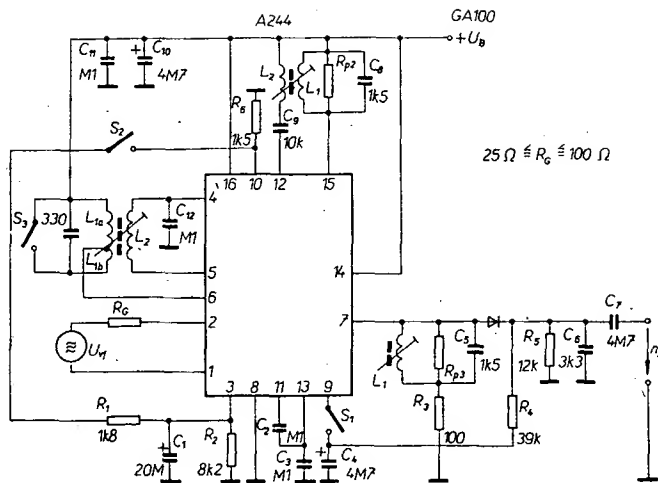
v přijímači napájeném z baterií dostaneme konstantní parametry),

– na vývody vyvedené signály (výstup směšovače, mf vstup a výstup, dva regulační okruhy) dovolují rozsáhlé úpravy vnějších obvodů, tzn. můžeme mnohé úlohy z oblasti příjmu realizovat při zachování jakosti obvodů s A244D.

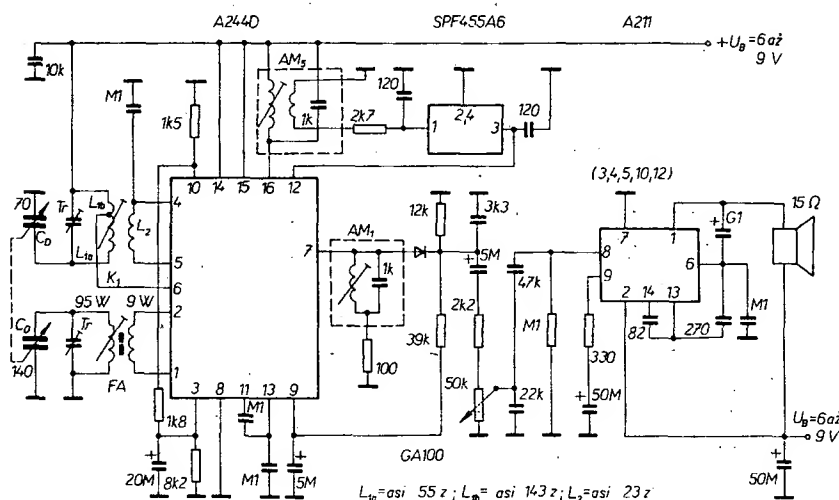
Uživatel tohoto IO není vázán jen na jeho hlavní funkci, nýbrž může jeho parametry zlepšit použitím regulačního vnějšího zesilovače, aby bylo dosaženo konstantních výstupních veličin, zejména při použití IO jako aktivního demodulátoru při příjmu telegrafního signálu nebo signálu s jedním postranním pásmem. Dále lze vlastnosti zapojení s A244D zlepšit použitím vnějšího oscilátoru (při požadavku velké stability oscilačního kmitočtu).



Obr. 50. Blokové a vnitřní schéma A244D



Obr. 51. Měřicí obvod pro A244D



Obr. 52. Jednoduchý přijímač s A244D a A211D

Problémy, které mohou vzniknout při zapojení na desce s plošnými spoji i přes velké zesílení a směšování, jsou zanedbatelné, takže ve většině případů není nutno modul s A244D stínit. Musíme pouze dbát na to, aby „prostorově“ byla oddělena feritová anténa od oscilační cívky.

Na obr. 52 je zapojení jednoduchého přijímače (s A244D a A211D), který vykazuje dobré vlastnosti. Citlivost je silně závislá na efektivní výšce použité feritové antény. Selektivita s jedním laděným obvodem a piezokeramickým filtrem je pro běžné účely vyhovující. Citlivost přijímače při  $f = 1$  MHz a  $m = 0,3$  je  $800 \mu\text{V/m}$  pro poměr signál-šum 20 dB a  $550 \mu\text{V/m}$  pro  $P_{\text{vyst}} = 50 \text{ mW}$ . Praktická zkouška tohoto přijímače ukázala, že i v místě, v němž je silný místní vysílač, byl jeho signál přijímán nezkresleně.

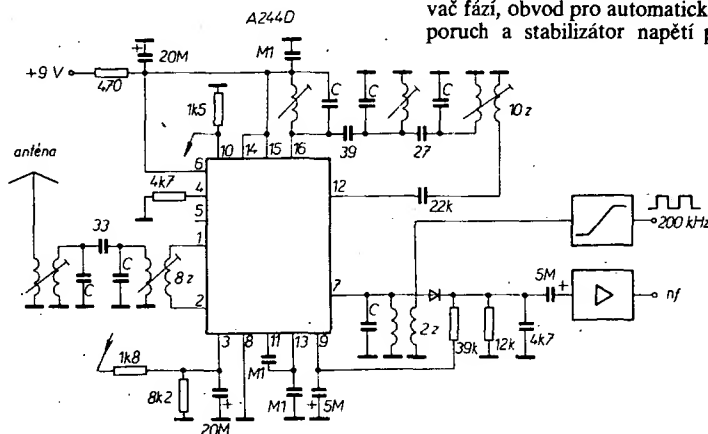
Na obr. 53 je zapojení přijímače pro dálkové ovládání modelů na kmitočtu 27,12 MHz, který je velmi spolehlivý a který má dobré příjmové vlastnosti a malý počet vnějších součástek. Při použití vnějšího oscilátoru je jeho stabilita závislá na použitém krystalu. Pracovní bod tranzistoru a oscilační napětí 150 mV v bodě A se nastaví odporem  $R_B$ . Provoz s vnitřním oscilátorem je rovněž možný, avšak návrh obvodových prvků je kritický. Selektivita, která je v daném zapojení získána pásmovou propustí, může být rovněž měněna. Při tom je však mít na paměti, že útlum mezi vývody 15 a 12 smí být jen 18 dB, aby bylo dosaženo optimálních pracovních podmínek, na nichž závisí jednak citlivost a jednak regulační vlastnosti.

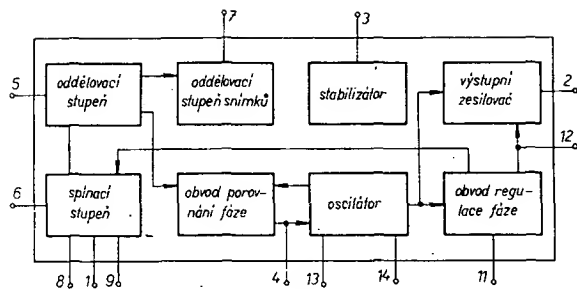
Protože IO má na kmitočtu 27 MHz stejný šum jako přijímač s diskretními prvky, bude

i dosažená citlivost stejná. Následující parametry platí pro  $U_B = 5 \text{ V}$  a kličovanou modulaci (měřeno na vstupu E): šířka pásma 5 kHz, citlivost  $2 \mu\text{V}$ , nasazení regulace AVC  $6 \mu\text{V}$ , odběr ze zdroje 10 mA.

Při praktickém provozu je na laděný vstupní obvod připojena drátová anténa délky 30 až 50 cm. Přijímač lze rozšířit o obvod pro vyklíčování poruch a aktivní demodulátor (připojuje se na vývod 7).

Na obr. 54 je zapojení přijímače s přímým zesílením na kmitočtu 200 kHz. Protože u přijímačů této kategorie je požadována základní stabilita, je třeba provoz směšovače linearizovat odporem  $4,7 \text{ k}\Omega$ , připojeným na



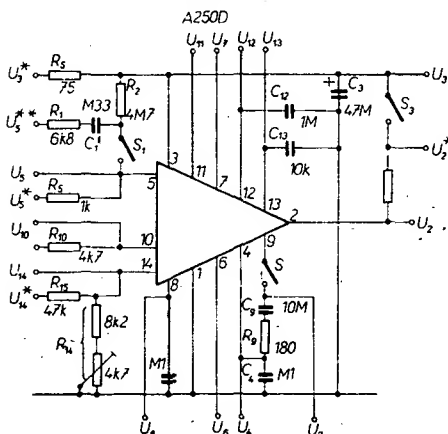


Obr. 55. Blokové schéma a základní zapojení A250D

celého obvodu. Kromě řádkových impulsů dodává ještě snímkové synchronizační impulsy pro řízení snímkového oscilátoru. Porovnávací fáze je přepínatelný při připojení obrazového magnetofonu. A250D je ekvivalentem TBA950 fy ITT.

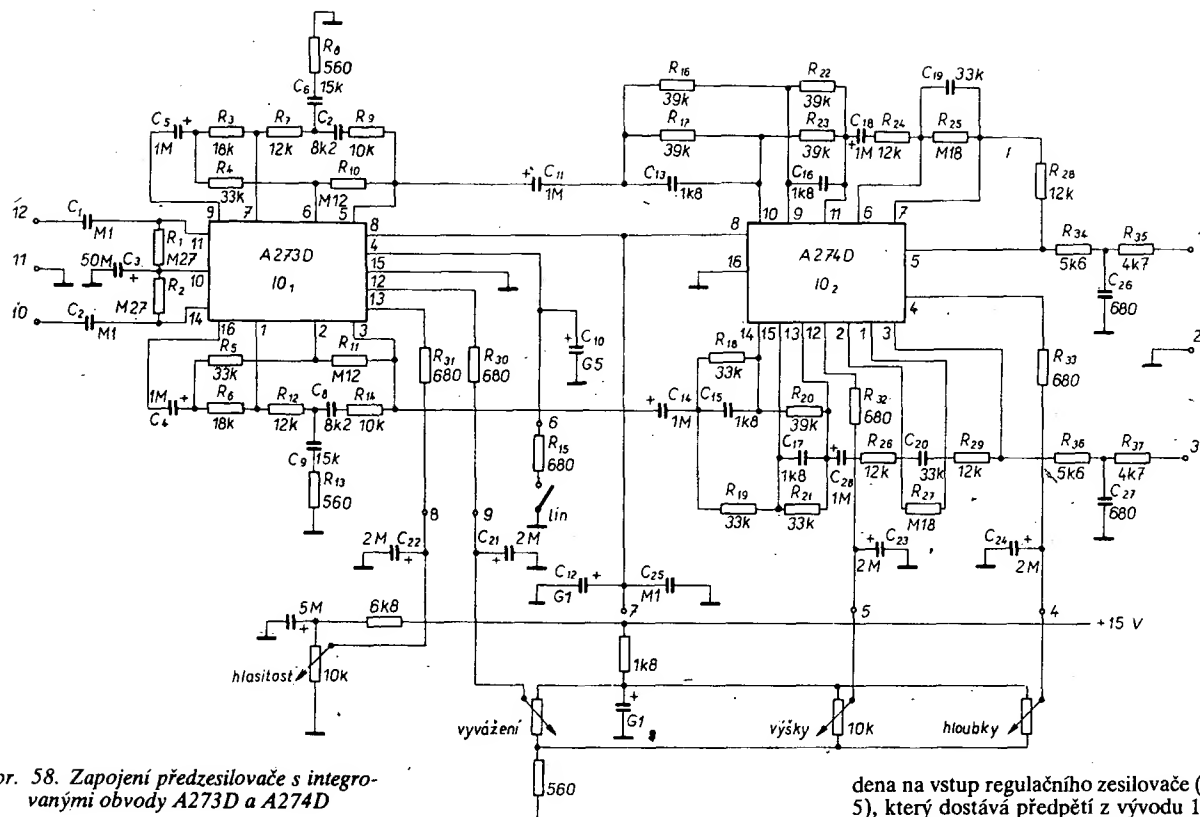
Na obr. 55 je blokové schéma A250D s principiálním připojením vnějších součástek. Úplný televizní signál z obrazového zesilovače televizního přijímače je přes obvod RC přiveden na vývod 5, z kterého jsou odděleny synchronizační impulsy, poruchové signály a šumy derivačními a integračními obvody. Integrací a omezením se ze směsi synchronizačních impulsů (vývod 6) získá snímkový synchronizační impuls. V porovnávací fázi se řádkový synchronizační impuls porovnává s „pilou“ oscilátoru a získané regulační napětí je vyfiltrováno kondenzátorem na vývodu 4. Tímto regulačním napětím se řídí kmitočet oscilátoru. Strmost obvodu pro porovnání fáze ovlivňuje záchytný a přidržovací rozsah a ten omezuje rozsah synchronizace na  $\pm 800$  Hz. Ve spínací se při synchronizaci mezi synchronizačními řádkovými impulsy a impulsem zpětného běhu přepíná časová konstanta filtračního článku na vývodu 4, takže během synchronizace se přidržný rozsah zužuje na 50 Hz a tím se zvětší odolnost proti poruchám. Při připojení dekóderu SECAM nebo PAL je nutno toto přepínání blokovat kladným impulsem přivedeným na vývod 8. Řádkový oscilátor je zapojen jako generátor „pil“ se dvěma zdroji konstantního proudu, kdy jeden kondenzátor určující kmitočet se nabíjí (vývod 13) a druhý vybíjí, takže napětí pilovitého průběhu má nelineární průběh jak při svém zvětšování, tak při zmenšování. Doba nabíjení a vybíjení je určena odporem na vývodu 14. Pro kmitočet oscilátoru platí

$$f_{osc} = \frac{K}{R_{14}C_{13}}$$









Obr. 58. Zapojení předzesilovače s integrovanými obvody A273D a A274D

vyvážení výšek a basů stejnosměrným napětím a odpojitelná fyziologická regulace hlasitosti. Pro regulaci potřebujeme i u kvadrofonního zařízení jen jednoduché potenciometry s lineárním průběhem, jejichž přívody se nemusí stínit. Rovněž dálkové ovládání těchto IO je velmi snadné. Nejsou žádné problémy se souběhem potenciometrů u vícekanálových zesilovačů.

A273D je ekvivalent TCA730 a A274 ekvivalent TCA740 fy Valvo.

Parametry IO jsou v tab. 18 a 19 a jejich základní aplikace na obr. 58. Kmitočtová korekce a její funkce byly popsány v AR B4/77.

#### Integrovaný obvod A281D

Integrovaný obvod A281D je řízený mf zesilovač AM-FM v pouzdře DIP-14, určený pro napájecí napětí 4,5 až 11 V. Tento obvod, který může nahradit diskretní mf zesilovač, je navržen pro použití v přijíma-

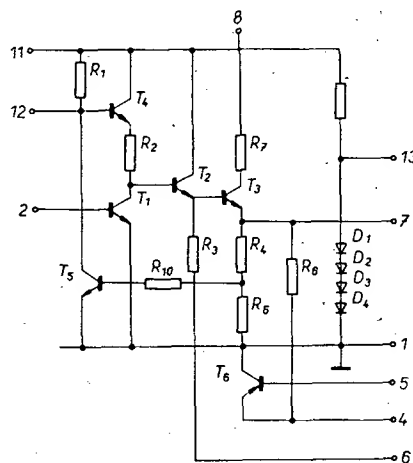
cích nižší cenové skupiny a v jednoduchých radiostanicích.

Vnitřní zapojení A281D je na obr. 59a, IO je složen z těchto obvodů: vstupního zesilovače  $T_1$  s regulací proudu a emitorového sledovače  $T_2$ , koncového stupně  $T_3$  s otevřeným kolektorem,

obvodu pro regulaci pracovního bodu tranzistorů  $T_2$ ,  $T_3$  ( $T_4$ ,  $T_5$ ), případně k vyrovnání změn způsobených změnou  $U_B$  nebo  $I_C$  tranzistoru  $T_1$ , regulačního zesilovače p-n-p  $T_6$ , stabilizátoru napájecího napětí, který je vyveden na vývod 13.

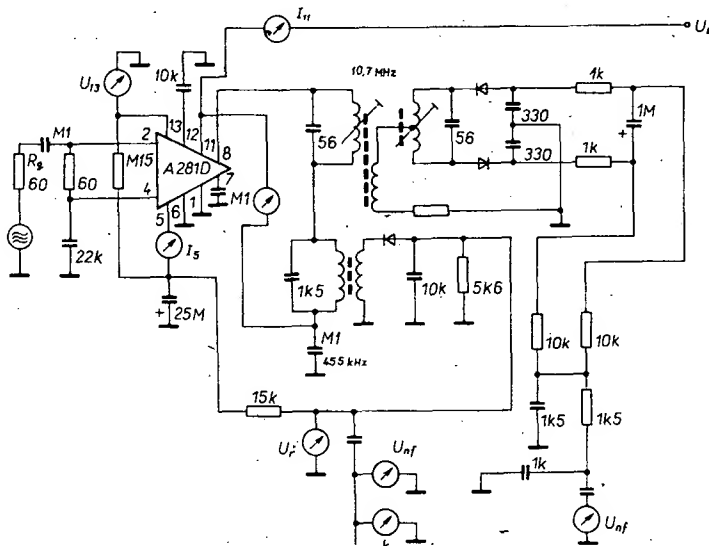
Na obr. 59b je zapojení měřicího obvodu s vnějšími součástkami. Měřicí obvod slouží ke kontrole parametrů A281D na kmitočtech 455 kHz a 10,7 MHz. Na výstupu IO je poměrový detektor FM a s ním v sérii detektor AM. Stejnosierná složka z demodulátoru AM je přes filtr RC (15 kΩ, 25 μF), který určuje časovou konstantu AVC, přive-

dena na vstup regulačního zesilovače (vývod 5), který dostává předpětí z vývodu 13 přes odpor 150 kΩ. Je nutno dbát na to, aby vazba mezi primární a sekundární stranou filtru detektoru AM byla těsná, neboť jinak při velkých vstupních signálech může A281D



Tab. 19. Parametry A274D

<b>Mezní údaje</b>	
Napájecí napětí:	18 V.
Řídicí napětí $U_4$ , $U_{12}$ :	12 V.
Provozní teplota:	-25 až +70 °C.
<b>Jmenovité údaje při <math>\bar{U}_B = 1,5 \pm 1,5</math> V a 25 °C</b>	
Odběr proudu ( $U_4 = U_{12} = 5,5$ V):	max. 40 mA.
Činitel zesílení ( $U_{vst} = U_{vyt} = 1$ V, $f = 2$ kHz):	max. 0,4 %.
Přeslechy ( $U_{vst} = U_{vyt} = 1$ V, $f = 1$ kHz):	min. 58 dB.
Odstup cizích napětí ( $U_{vst} = 100$ mV, pracovní $f = 1$ kHz):	min. 54 dB.
Maximální zdůraznění ( $U_{vst} = 100$ mV, $U_4 = U_{12} = 10$ V):	15 dB.
Maximální potlačení ( $U_{vst} = 100$ mV, $U_4 = U_{12} = 1$ V):	15 dB.
Souběh ( $U_{vst} = 100$ mV, $f = 1$ kHz, $A_u = 0$ dB):	2 dB.



Obr. 59. Vnitřní zapojení A281D (a) a měřicí obvod (b)

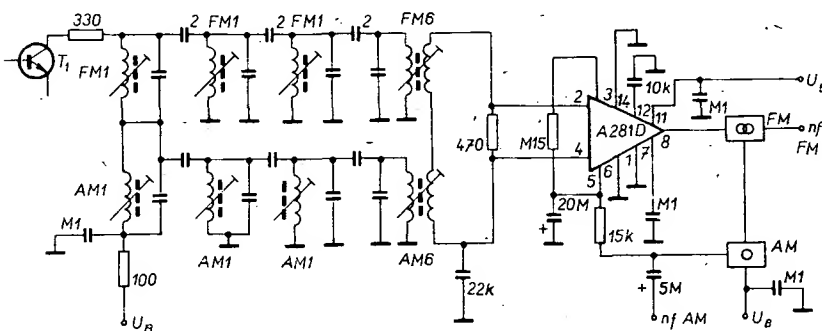
2 x B A713

Tab. 20. Parametry A281D

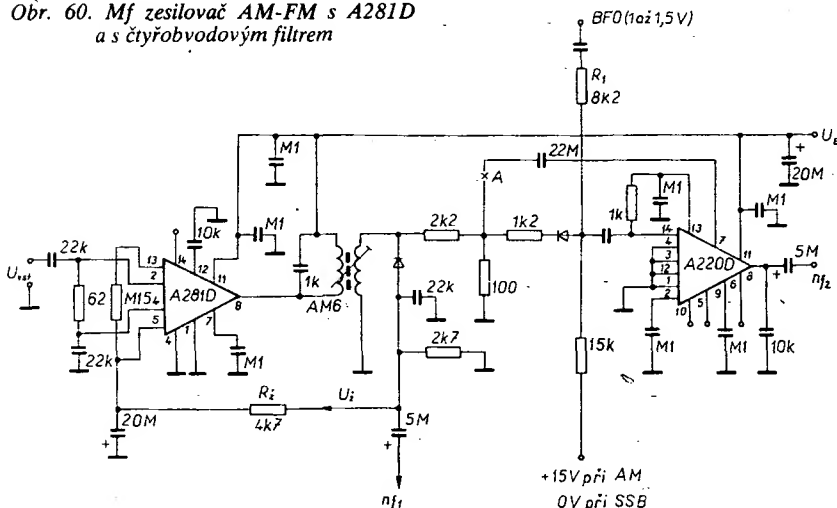
<b>Mezní údaje</b>	
Napájecí napětí:	11 V.
Napětí na vývodu 2:	-4 až +0,5 V.
Napětí na vývodu 5:	-0,5 až 4 V.
Proud vývodem 2:	2 mA.
Proud vývodem 5:	min. 2 mA.
Proud vývodem 13:	3 mA.
Provozní teplota:	-10 až +70 °C.
<b>Statické údaje při <math>U_B = 9\text{ V}</math>, <math>f_m = 1\text{ kHz}</math></b>	
Celkový odběr proudu:	6,4 až 9 mA.
Stabilizované napětí $U_{13}$ :	2,9 V.
Výstupní proud $I_B$ :	2 mA.
Regulační proud $I_5$ při $U_5 = -110\text{ mV}$ :	23 až 30 $\mu\text{A}$ .
<b>Dynamické údaje při <math>f = 455\text{ kHz}</math>, <math>f_m = 1\text{ kHz}</math>, <math>m = 0,8</math>, <math>\Delta f = 25\text{ kHz}</math></b>	
Výkonový zisk při $U_{vst} = 10\text{ }\mu\text{V}$ , $U_R = 0$ :	65 dB.
Napětový zisk při $U_{vst} = 5\text{ }\mu\text{V}$ :	96 dB.
Rozsah regulace AVC:	70 dB.
Minimální regulační napětí:	7,3 $\mu\text{V}$ .
Nf výstupní napětí při $U_{vst} = 15\text{ }\mu\text{V}$ :	240 mV.
$U_{vst} = 15\text{ mV}$ :	510 mV.
Řídicí napětí při $U_{vst} = 15\text{ }\mu\text{V}$ :	380 mV.
Max. vstupní napětí při $k = 10\text{ }\%$ :	19 mV.
Činitel zkreslení při $U_{vst} = 15\text{ mV}$ :	7,2 až 10 $\%$ .
<b>Vstupní impedance při <math>U_{vst} = 200\text{ }\mu\text{V}</math>, <math>f = 10,7\text{ MHz}</math>, <math>f_m = 1\text{ kHz}</math>, <math>\Delta f = 75\text{ kHz}</math>.</b>	
$R_{vst} = 2,1\text{ k}\Omega$ ,	$C_{vst} = 59\text{ pF}$ .
Výkonový zisk při $U_{vst} = 25\text{ }\mu\text{V}$ :	62 až 65 dB.
Napětový zisk při $U_{vst} = 50\text{ }\mu\text{V}$ :	88 dB.
Nf výstupní napětí při $U_{vst} = 50\text{ mV}$ :	820 mV.
Vstupní napětí pro omezení:	200 $\mu\text{V}$ .
Potlačení AM při $m = 0,3$ :	55 dB.
Vstupní impedance při $U_{vst} = 1\text{ mV}$ , $R_{vst} = 160\text{ }\Omega$ ,	$C_{vst} = 100\text{ pF}$ .

začít vlivem nedokonalé regulace AVC omezovat. Vstupní zesilovač A281D je zapojen tak, že je možné nesymetrické napájení z vf generátoru.

Parametry A281D jsou v tab. 20. Při použití dvoutranzistorového zesilovače dosáhneme obvykle horších vlastností než s tímto IO.



Obr. 60. Mf zesilovač AM-FM s A281D a s čtyřobvodovým filtrem



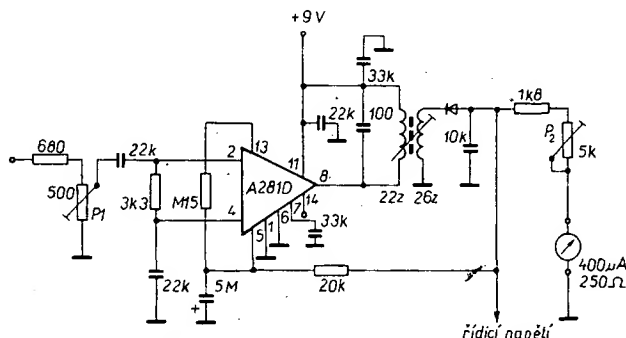
Obr. 61. Mf zesilovač s aktivním demodulátorem pro SSB, CW a AM

GA100

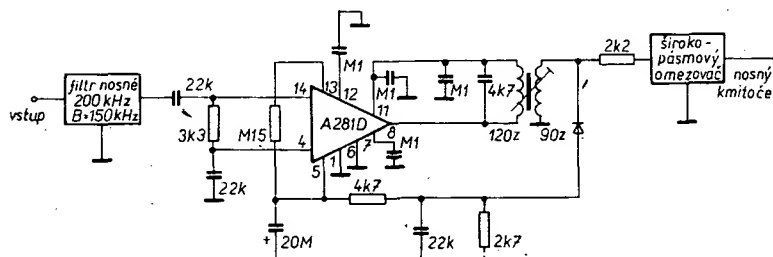
Tab. 21. Srovnání parametrů diskretně řešeného mf zesilovače s mf zesilovačem s A281D

AM provoz, $f_m = 1\text{ kHz}$ , $m = 0,3$	A281D + SF225	3 × SF225	přij. R11
$U_{reg}$ [ $\mu\text{V}$ ]	3	24	80
Rozsah regulace [dB]	62	48	49
$U_{nt}$ [mV]	140	60	60
$S_0$ [kHz]	50	43	43
$U_{vst}$ [ $\mu\text{V}$ ]	3	11,5	27
FM provoz, $f_m = 1\text{ kHz}$ , $\Delta f = 25\text{ kHz}$ , $m = 0,3$ , $s/s = 26\text{ dB}$			
Vstupní napětí pro omezení [ $\mu\text{V}$ ]:	28	130	70
$U_{nt}$ [mV]	280	60	70
Potlačení AM [dB]	57	55	48
$S_{300\text{ kHz}}$ [dB]	50	34	34

Obr. 62. Indikátor síly pole signálu v přijímači FM



Obr. 63. Zapojení A281D v obvodu obnovy nosné

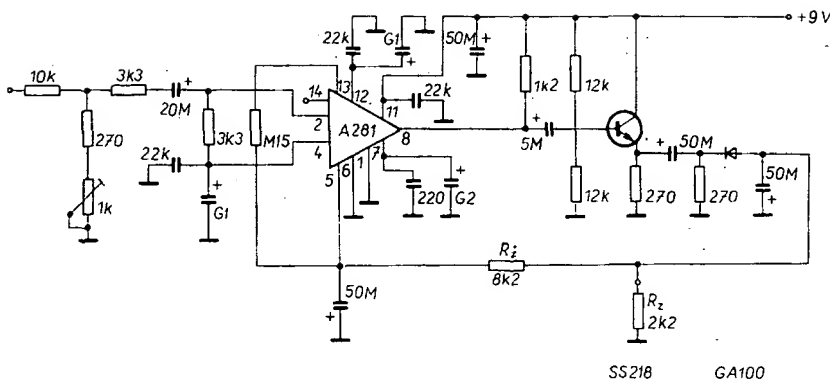


Na obr. 60 je zapojení mf zesilovače AM-FM, u něhož je směšovač AM s SF225 použit jako první mf zesilovač FM. Je-li zisk „z báze“ tranzistoru SF225 na vstup IO při FM 20 dB a 10 dB při AM, obdržíme parametry uvedené v tab. 21. Pro srovnání jsou v dalších sloupcích tabulky uvedeny parametry běžného mf zesilovače s křemíkovými tranzistory (všechny údaje platí ze vstupu směšovače). Z tab. 21 je zřejmé, že při použití A281D se dosáhne podstatně lepších parametrů, než při použití diskretních součástek. Je to zejména zlepšení rozsahu regulace AVC a zvětšení citlivosti na FM. S běžnou vstupní jednotkou VKV se pohybuje omezení na hranici citlivosti pro omezení (1,7  $\mu\text{V}$  pro  $s/s = 26\text{ dB}$ ), což je pro přijímače nižší cenové skupiny výborný parametr. Při příjmu AM je důležitým parametrem rozsah regulace AVC a to zejména u autopřijímačů.

Vzhledem ke srovnatelné ekonomii řešení s porovnáním s diskretními součástkami je použití tohoto IO velmi výhodné, neboť se zlepšuje i celkové parametry přijímače.

Na obr. 61 je zapojení mf zesilovače AM pro provoz SSB, CW s aktivním demodulátorem. A281D je zde použit jako mf zesilovač AM a pro demodulaci (po opětovném získání nosného kmitočtu v omezovači) je využit demodulátor A220D. Regulace nasazuje při 10 až 20  $\mu\text{V}$  a mohou být zpracovány úrovně až 25 mV při malém činiteli šumu.

Na obr. 62 je indikátor síly pole a obvod pro řízení vedlejších funkcí v přijímači FM. A281D je připojen paralelně k mf zesilovači



Obr. 64. Logaritmický indikátor nf úrovní

FM a pracuje jako logaritmický detektor úrovně výstupního napětí z jednotky VKV na kmitočtu 10,7 MHz. Na indikátoru lze sledovat úroveň vstupního napětí v rozsahu 60 dB (i větším).

Na obr. 63 je A281D v obvodu obnovy nosného kmitočtu v přijímačích krátkých vln. Aby se zvětšila dynamika obnovy nosné při jejím opětovném získávání, používá se na výstupu omezovač s A281D. Vliv filtru, který se zmenšuje vlivem omezení, se dá zdůraznit využitím regulačního obvodu v A281D.

Na obr. 64 je zapojení logaritmického indikátoru úrovně nf. A281D je použit jako regulovaný zesilovač nf, na jehož výstup je připojen pro přizpůsobení k detekční diodě emitorový sledovač. Rozsah indikace obvodu na obr. 64 je asi 55 dB.

Kromě uvedených příkladů je možné A281D využít i v širokopásmovém zesilovači soustavy PCM až asi do 30 kanálů, jako selektivního zesilovače s přímým zesílením v radiostanicích, jako regulačního zesilovače v měřicích generátorech i jako přijímače v modulovaného světla (tzv. světelné schránky) apod. A281 je ekvivalentem TAA981.

#### Integrovaný obvod A290D

Integrovaný obvod A290D je stereofonní dekodér pracující na principu časového multiplexu, u něhož je pomocná nosná 38 kHz získána dělením oscilačního kmitočtu a drže na smyčce PLL. Vzhledem k dobrým parametrům je možno tento obvod použít i v hi-fi přijímačích. A290D je ekvivalentem IO MC1310 fy Motorola. Jeho hlavní výhodou je bezcívkové provedení dekodéru, minimum vnějších součástek, jen jeden nastavo-

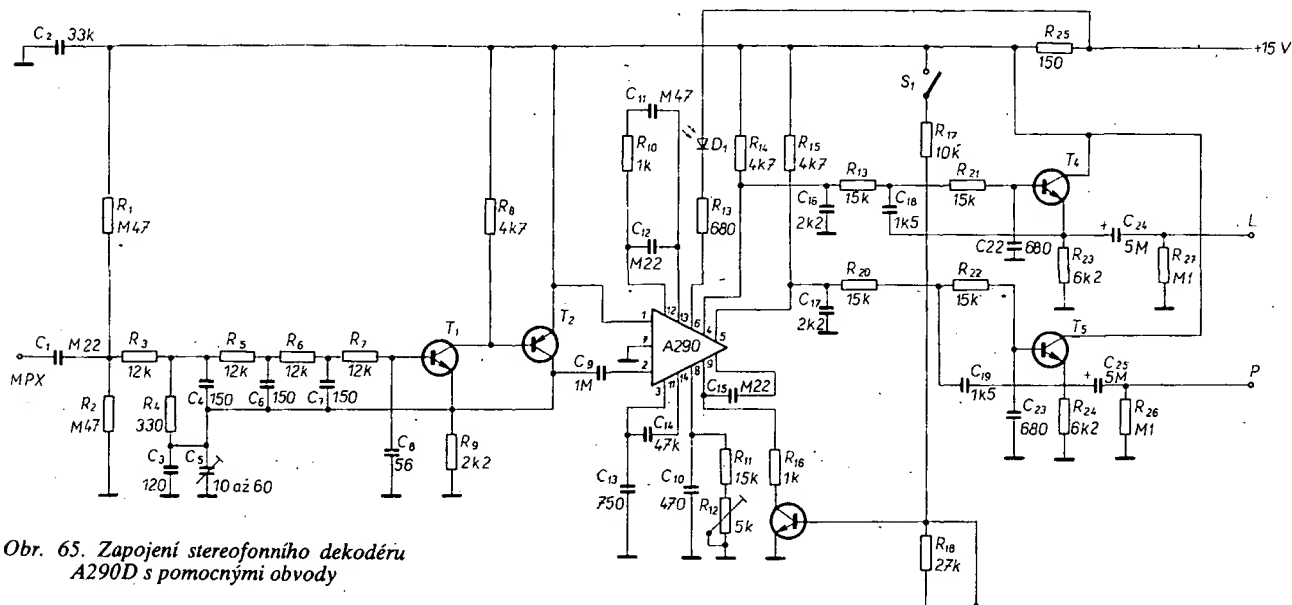
vací prvek, stejný činitel zesílení a stejná výstupní impedance jak při provozu stereo, tak i mono.

A290D je v pouzdře DIP-14. Jeho parametry jsou v tab. 22.

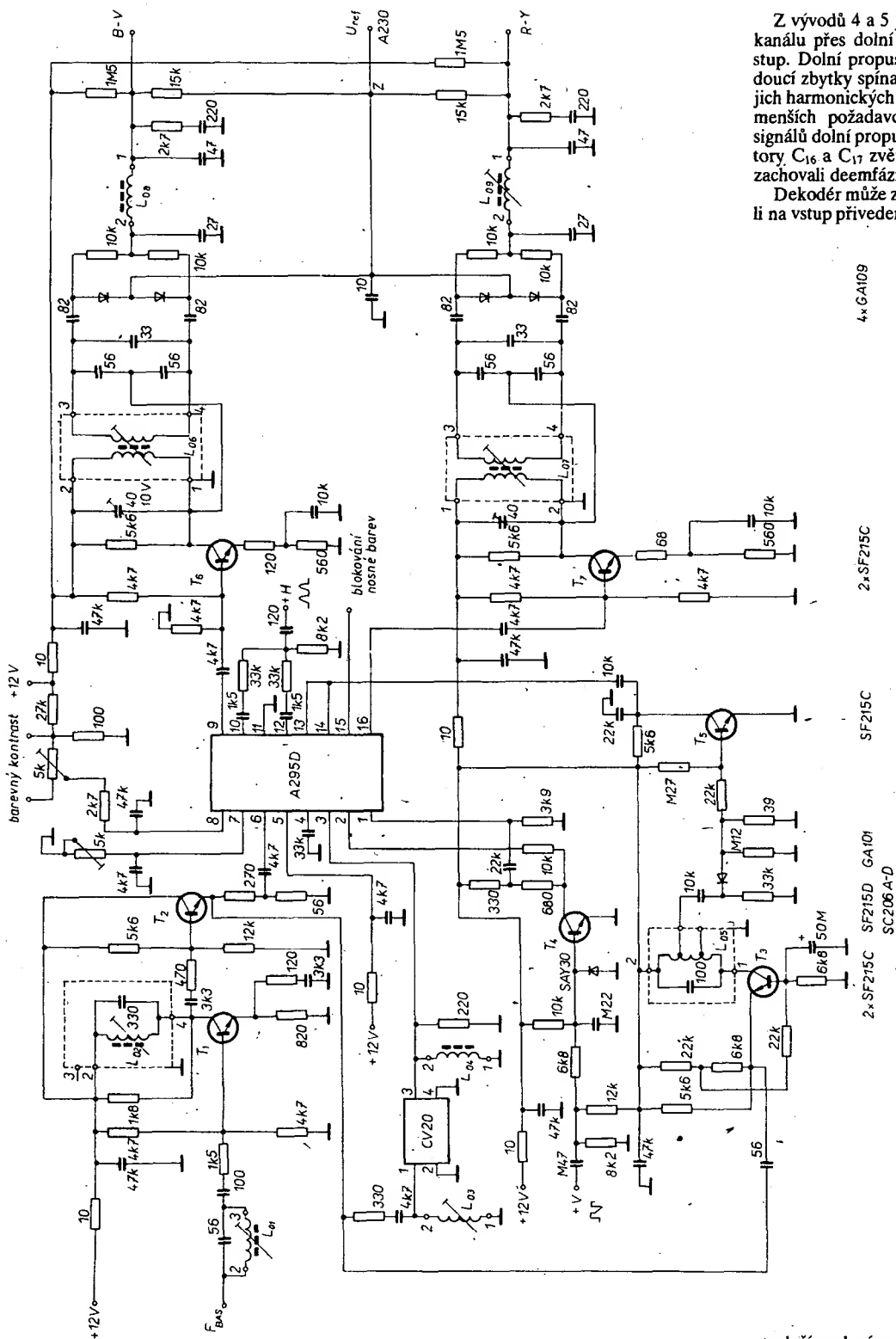
Na obr. 65 je zapojení stereofonního dekodéru s pomocnými obvody. Jeho stavba není kritická na rozmístění součástek. Jediným nastavovacím prvkem dekodéru (IO<sub>1</sub>) je potenciometr  $R_{12}$ , kterým si při nepřipojeném vstupním signálu nastavíme na vývodu 10 IO kmitočet 19 kHz. Potenciometr  $R_{12}$  vzhledem k dlouhodobé stabilitě by měl být vrstvý. Nemáme-li k dispozici měřicí kmitočet, můžeme použít i tónový generátor (vstupní signál 20 mV, 19 kHz) a osciloskop, nebo přijímač naladěný na stanici, která vysílá stereo. V tomto posledním případě

Tab. 22. Parametry A290D

<b>Mezní údaje</b>	
Napájecí napětí:	8 až 15 V.
Proud indik. žárovkou:	75 mA.
Amplituda vstupního napětí:	2,8 V.
Provozní teplota:	0 až 70 °C.
<b>Jmenovité údaje při 25 °C, <math>U_B = 15 V</math>, <math>f = 1 kHz</math>, <math>\Delta f = \pm 100 Hz</math>, <math>f_p = 19 kHz</math>, <math>U_p = 100 mV</math>, <math>U_{vst MPX} = 2,8 V</math></b>	
Odběr proudu při $U_{vst} = 0$ :	12,5 až 26 mA.
Vyvážení mono při $U_{vst} = 2,8 V$ :	0,3 až 1,6 dB.
Prah sepnutí stereo při $f_p = 19 kHz$ :	15,7 až 22 mV.
Přeslech při $U_{vst MPX} = 2,8 V$ , $f_p = 19 kHz$ , $U_p = 100 mV$ :	30 až 40,5 dB.
Vstupní odpor při $U_{vst} = 2,8 V$ :	20 až 60 kΩ.
Prah vypnutí stereo:	7,9 mV.
Činitel zkreslení při mono vlevo:	0,46 %.
vpravo:	0,22 %.
stereo vlevo:	0,27 %.
vpravo:	0,29 %.
Zesílení při mono:	-5,8 dB.
stereo:	-5,8 dB.
Potlačení pilotního signálu při $U_{vst} = 100 mV$ , $f_p = 19 kHz$ :	19 dB.
Potlačení postranních pásem:	22,7 dB.
Potlačení 19 kHz:	33,6 dB.
38 kHz:	37,3 dB.
67 kHz:	75,1 dB.
114 kHz:	57,1 dB.
Saturační napětí budiče žárovky při $U_{vst} = 100 mV$ , $f_p = 19 kHz$ :	1,4 V.
Hystereze indik. žárovky:	5,9 dB.
Přidržný rozsah pilotního kmitočtu při $U_{vst} = 100 mV$ :	$f_{ph} = 20,5 kHz$ , $f_{pd} = 18,25 kHz$ .
Zatěžovací odpor při $U_B = 8 V$ :	2,7 kΩ.
$U_B = 10 V$ :	4,3 kΩ.
$U_B = 12 V$ :	6,2 kΩ.
$U_B = 15 V$ :	7,5 kΩ.



Obr. 65. Zapojení stereofonního dekodéru A290D s pomocnými obvody



musíme mít možnost signál MPX regulovat – nastavíme ho na 120 mV. Poté otáčíme potenciometrem tak dlouho, dokud se nerozsvítí svítivá dioda D<sub>1</sub>. V praktickém provozu je signál MPX v rozsahu 120 až 700 mV. Větší napětí je nutno vyloučit, neboť jinak by byl signál omezován a zvětšovalo by se zesílení. Při malém signálu MPX je přídržný rozsah smyčky PLL nedostatečný a z dekodéru dostáváme jen signál mono. Rovněž při nepřítomnosti pilotního signálu je přenesen jen signál mono. Přepínání mono-stereo můžeme realizovat ručně spínačem S<sub>1</sub>, nebo automaticky v závislosti na síle pole signálu, přivedeme-li na bázi T<sub>3</sub> potřebné řídicí napětí.



Z vývodů 4 a 5 je signál pravého a levého kanálu přes dolní propust přiveden na výstup. Dolní propust potlačuje jednak nežádoucí zbytky spínacího signálu 38 kHz a jejich harmonických a jednak pilotní signál. Při menších požadavcích na potlačení těchto signálů dolní propust vypustíme a kondenzátory C<sub>16</sub> a C<sub>17</sub> zvětšíme na 10 nF, abychom zachovali deefázi 50 μs.

Dekodér může zhoršit své vlastnosti, jsou-li na vstup přivedeny signály; jejichž kmitoč-

ty leží nad pásmem kmitočtů signálu MPX (nad 53 kHz). Zejména při příjmu stereo se může kvalita příjmu zhoršit „cvrlikáním“ nebo podobnými jevy. Abychom tyto jevy vyloučili, je na vstup dekodéru připojena dolní propust s mezním kmitočtem asi 60 kHz. S tímto obvodem se zlepší i poměr signál-šum. Filtér je rovněž bezcívkový, takže ho nemusíme nastavovat. Dosažitelná strmost je 65 dB. Mezi pilotním signálem a pomocnou nosnou v signálu MPX dochází na filtru k malému fázovému posuvu a tím ke zhoršení přeslechů. Obvod lze jemně nastavit kondenzátorem C<sub>5</sub> – volíme kompromis mezi přeslechly a strmostí filtru.

Obr. 66. Zapojení dekodéru SECAM

## Integrovaný obvod A295D

Integrovaný obvod A295D je dekodér signálu SECAM, který v barevném televizním přijímači z úplného barevného signálu vybírá signál chrominiscenční, mění sekvenční informaci a blokuje kanály barev při černobílém vysílání.

Na obr. 66 je zapojení dekodéru SECAM. Signál  $F_{BAS}$  je přes zesilovač ( $T_1$ ,  $T_2$ ) v deefáze veden na vstup 6 ( $U_{6max} = 1,5$  V) a přes zpožďovací linku CV 20 na vstup 3 ( $U_{3max} = 1,5$  V). Z obvodu v deefáze je signál veden i do obvodu identifikace barev  $T_3$ . Do tohoto obvodu je přiveden snímkový impuls. Snímkový impuls je přes zesilovač veden i na vývod 1 (vypnutí kanálu barev,  $U_1$  asi 2 V), na vývod 2 (vyklíčování nosné barev během doby snímkového vyklíčování,  $U_2$  asi 2 V). Na vývod 4 je připojen blokovací kondenzátor, který zmenšuje přeslechy. Na vývod 5 je připojeno napájecí napětí. Jeho maximální velikost 1,5 V je dána maximálním ztrátovým výkonem pro teplotu okolí 25 °C. Při vyšší teplotě okolí musíme toto napětí zmenšit. Maximální odebraný proud je asi 48 mA. Při zvyšování teploty se tento proud zmenšuje asi o 0,5 mA na 10 °C. Potenciometrem na vývodu 7 nastavujeme správný poměr mezi rozdílovými signály barev v matici. Potenciometrem na vývodu 8 nastavujeme správný poměr mezi barevným kontrastem a signálem Y ( $U_8 = 0$  až 2,7 V). Na vývody 10 a 12 je přiveden přes obvod RC záporný impuls zpětného běhu řádků, kterým řídíme překlápění klopného obvodu ( $U_{10,12} = -2$  V, max. +4 V). Na vývod 13 je přiveden ze zesilovače identifikace přes  $T_5$  kladný identifikační impuls pro fázovou synchronizaci klopného obvodu. Tento impuls je využit pro ovládání obvodu zapnutí barev (vývod 14),  $U_{13,14} = 2$  V. Spínací napětí na vývodu 15 ( $U_{15}$  je 5,2 V při barvě a 0 V při černobílém vysílání) řídí obvod blokování barvy v zesilovači Y. Napětím z vývodů 9 a 16 (0 až 2 V) jsou buzeny tranzistory  $T_6$ ,  $T_7$ , které mají v kolektorech připojeny fázové diskriminátory. Na výstupu diskriminátorů jsou obvod pro deefázaci obrazových signálů R-Y a B-Y.

Mezní údaje A295D jsou v tab. 23.

Tab. 23. Parametry A295D

<b>Mezní údaje</b>	
Napájecí napětí:	15 V.
Vstupní napětí $U_3$ :	1,5 V.
$U_6$ :	1,5 V.
<b>Automatické zapnutí a vypnutí kanálu barev:</b>	
$U_1$ , $U_{14} = -4$ až $+4$ V.	
Vypnutí kanálu barev:	$U_2 = -4$ až $+4$ V.
<b>Nastavení kontrastu barev:</b>	
$U_8 = 0$ až 4 V.	
$I_8 = 0$ až 3 mA.	
<b>Přepnutí klopného obvodu:</b>	
$U_{12}$ , $U_{10} = -4$ až $+4$ V.	
při $t \geq 15 \mu s$ :	$U_{12}$ , $U_{10} = -4$ až $+6$ V.
<b>Synchronizace:</b>	
$U_{13} = -4$ až $+4$ V.	
<b>Připojení uzávěry barev:</b>	
$I_{15} = 0$ až 2,5 mA.	
<b>Ztrátový výkon:</b>	
1 W.	
<b>Zatěžovací odpor na výstupu:</b>	
$R_{9,11} = \min. 6 \text{ k}\Omega$ ,	
$R_{16,11} = \min. 6 \text{ k}\Omega$ .	
<b>Provozní teplota:</b>	
-10 až +55 °C.	

## Integrovaný obvod A301D

Integrovaný obvod A301D je budicí obvod určený pro šterbinový iniciátor, fotobuňku a jiné bezkontaktní spínače. A301D je sestaven z třístupňového zesilovače, prahového spínače, koncového stupně a stabilizátoru napětí, který stabilizuje napětí v rozsahu 4,75 až 27 V.

Tab. 24. Parametry A301D

### Mezní údaje

Napájecí napětí:	4,75 až 27 V.
Výstupní napětí:	0 až 27 V.
Výstupní proud:	0 až 50 mA.
Výstupní proud vývodem 13:	0 až 1 mA.
Provozní teplota:	-25 až +70 °C.

### Jmenovité údaje při 25 °C

Odběr ze zdroje při  $U_B = 27$  V: 11,6 max. 18,5 mA ( $S_1$  sepnut).

Výstupní napětí na Q,  $\bar{Q}$  ( $S_1$  sepnut) při

$U_B = 4,75$  V,  $I_{OL} = 16$  mA: 95, max. 350 mV,

$U_B = 4,75$  V,  $I_{OL} = 50$  mA: 350, max. 1,15 V.

Stabilizované napětí  $U_{13}$  ( $U_B = 4,75$  V,  $I_{13} = 1$  mA): 2,9 V.

Výstupní proud ve stavu H na Q,  $\bar{Q}$  při

$U_B = 4,75$  V,  $U_{OH} = 27$  V,  $R_3 = 520 \Omega$ : 20  $\mu$ A.

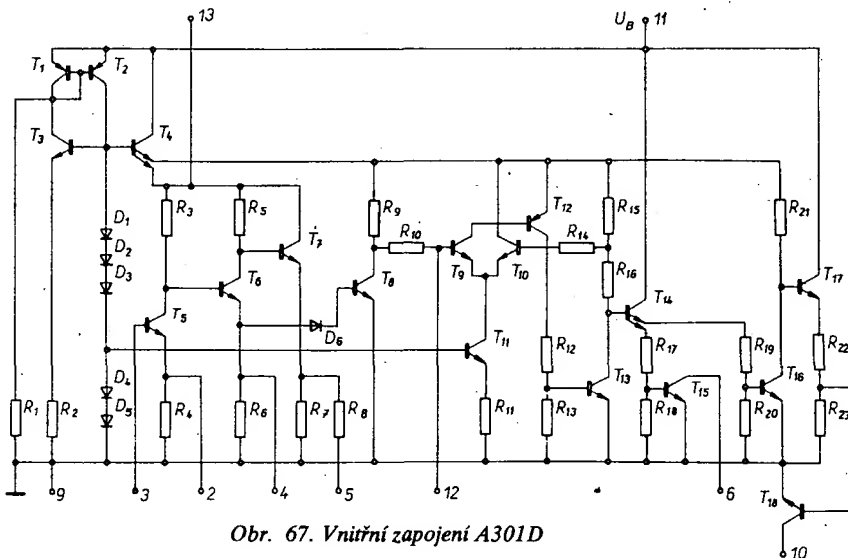
Maximální kapacita na vývodu 13:

47 nF.

Maximální spínací kmitočet při  $U_B = 5$  V,  $C_{12} = 1,5$  nF

$R_{3/5} = 6 \text{ k}\Omega$ : 10 kHz,

$R_{3/5} = 2,7 \text{ k}\Omega$ : 20 kHz.



Obr. 67. Vnitřní zapojení A301D

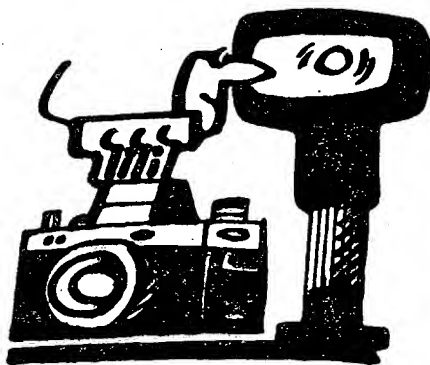
Vnitřní schéma A301D je na obr. 67. Stabilizátor tvoří tranzistory  $T_1$  až  $T_4$ , odpory  $R_1$ ,  $R_2$  a diody  $D_1$  až  $D_5$ . Zdrojem referenčního napětí jsou diody  $D_1$  až  $D_5$ , zapojené do série v propustném směru. Spolehlivý náběh obou zdrojů konstantního proudu je zajištěn odporem  $R_1$ . První zdroj konstantního proudu  $D_1$  až  $D_5$ ,  $T_3$ ,  $R_2$  je zrcadlovým obrazem druhého zdroje konstantního proudu  $T_1$ ,  $T_2$ . Proud odporem  $R_1$  a kolektorový proud  $T_3$  jsou vstupními proudy pro tento zrcadlový zdroj konstantního proudu. Při dostatečně velkém zesílení se kolektorový proud  $T_2$  přibližně rovná proudu vstupnímu. Kolektorový proud  $T_2$  protéká zdrojem referenčního napětí  $D_1$  až  $D_5$  a je proudem báze tranzistorů  $T_3$ ,  $T_4$ .

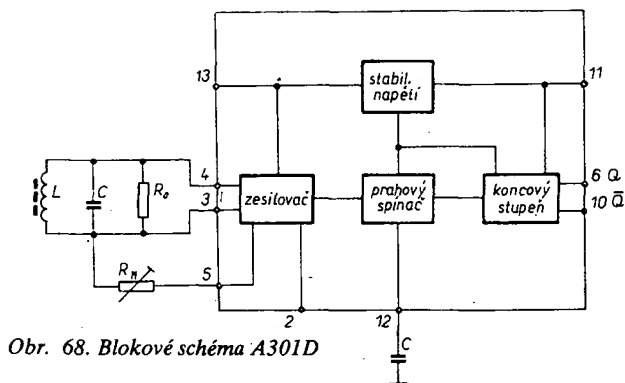
Stabilizované vnitřní napětí je asi 2,9 V. Toto napětí musí být tak malé, aby IO mohl pracovat i při nejmenším napájecím napětí 4,75 V. Stabilizované napětí je vyvedeno na vývod 13. Odebraný proud nesmí být větší než 1 mA.

Třístupňový zesilovač tvoří tranzistory  $T_5$  až  $T_7$  a odpory  $R_3$  až  $R_6$ . Při zapojení jako „čidlový“ zesilovač (fotočidlo) je jeho napěťové zesílení asi 20 až 40. Emitory jednotlivých tranzistorů zesilovače jsou vyvedeny z pouzdra, takže zesilovač může pracovat i v jiných obvodech, než je strhávající oscilátor, pro který byl původně určen.

Spínač prahové hodnoty tvoří integrační stupeň  $D_6$ ,  $T_8$ ,  $R_9$ ,  $R_{10}$  a hradlo  $T_9$  až  $T_{13}$ ,  $R_{11}$  až  $R_{16}$ . Integrační stupeň se uplatní zejména tehdy, když zesilovač je zapojen jako strhávající oscilátor. V hradle jsou použity komplementární tranzistory. V počátečním stavu je tranzistor  $T_8$  uzavřen a jsou otevřeny tranzistory  $T_9$ ,  $T_{12}$ ,  $T_{13}$ . Obráceného stavu se dosáhne, přivede-li se na vývod 12 úroveň log. 0, nebo napětí přes  $T_8$ . Práh sepnutí je určen tranzistorem  $T_{13}$  a odpory  $R_{15}$ ,  $R_{16}$ . Aby se zabránilo „kmitání“ při překlápění, má hradlo velkou hysterzezi, která je asi  $(U_6 - U_1) = 1,09$  V při  $U_{11} = 2,68$  V a  $U_L = 1,59$  V.

Koncový stupeň tvoří tranzistory  $T_{14}$  až  $T_{18}$  a odpory  $R_{17}$  až  $R_{23}$ . Dvouemitorový tranzistor  $T_{14}$  (buzený hradlem) je spojen jednak s koncovým tranzistorem  $T_{15}$  a jednak s invertujícím tranzistorem  $T_{16}$ , do jehož kolektoru je přes emitorový sledovač  $T_{17}$  připojen druhý koncový tranzistor  $T_{18}$ . Toto zapojení umožňuje získat jak neinvertované (vývod 6), tak i invertované (vývod 10) výstupní napětí (Q a  $\bar{Q}$ ). Kolektory tranzistorů  $T_{14}$  a  $T_{17}$  nejsou napájeny z vnitřního stabilizovaného zdroje napětí, takže vykonává ztráta tranzistoru  $T_4$  je malá. Odpory  $R_{18}$ ,  $R_{23}$  zvětšují odolnost koncových tranzistorů proti průrazu. Pro hradlo a koncový stupeň platí tato pravdivostní tabulka:





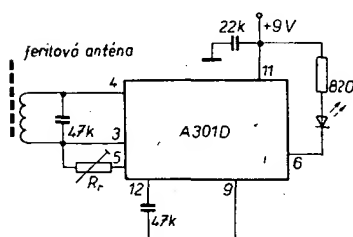
Obr. 68. Blokové schéma A301D

Vstup vývod 12	Výstup vývod 6 (Q)	Výstup vývod 10 (Q̄)
H L	H L	L H

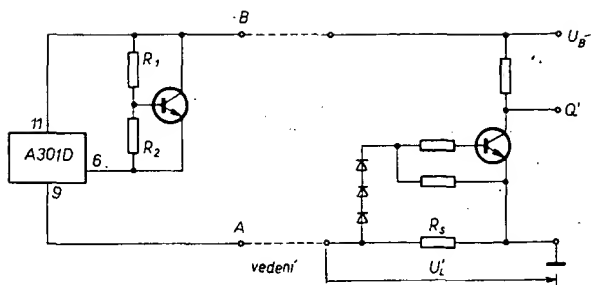
Na obr. 68a je blokové schéma s vnějšími součástkami. Třístupový zesilovač je zapojen jako strhávaný oscilátor. Mezi vývody 3, 4 je připojen vnější oscilační obvod LC indukčního vysílače a mezi vývody 3, 5 je zapojen odpor  $R_M$  kladné zpětné vazby, jímž se nastavuje oscilátor. Při přiblížení kovového předmětu k cívce L dojde ke „strhávání“ oscilací, protože se z oscilačního obvodu odčerpává energie. Při oddálení kovového předmětu od cívky oscilátor kmitá na rezonančním kmitočtu. Je-li oscilační kmitočet 100 kHz,  $R_0 = 20 \text{ k}\Omega$  a  $R_M = 6 \text{ k}\Omega$ , bude maximální opakovací kmitočet 10 kHz. Transistor  $T_8$  (obr. 67) bude sepnut, bude-li oscilátor kmitat s amplitudou rovnou 2,95 V.  $-U_{CESat}$ . Napětí na kolektoru se integruje na vnitřním odporu a kondenzátoru  $C = 10 \text{ nF}$ , připojeném na vývod 12. Napětí na vstupu hradla ( $T_5$ ) 750 mV je pod úroveň L. Na výstupu Q je signál L. Dojde-li ke strhávání oscilací, zavírá se tranzistor  $T_8$ , napětí na vstupu hradla se zvětší na úroveň H a napětí na výstupu O bude mít rovněž úroveň H.

Oscilátor	Vstup hradla vývod 12	Výstup vývod 6 (Q)	Výstup vývod 10 (Q̄)
kmitá ne kmitá	L H	L H	H L

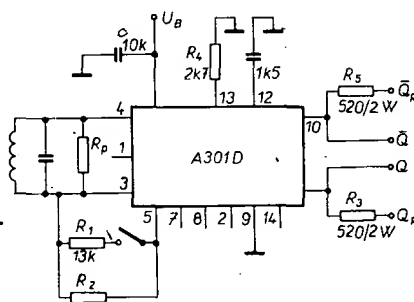
V tab. 24 jsou uvedeny parametry A301D, které platí pro měřicí obvod na obr. 69. Odpor zpětné vazby  $R_M$  lze spínačem  $S_1$  rozdělit, takže při přiblížení kovového předmětu lze nastavit stav, kdy oscilátor bude nebo nebude kmitat. Na výstupy Q a Q̄ jsou připojeny omezovací odpory, které slouží pro zjištění průrazného napětí koncových tranzistorů. Odpor  $R_4$  na vývodu 13 je náhradní zatěžovací odpor pro kontrolu vnitřního stabilizátoru napětí. Při měření musí být na vývodu 13 kondenzátor 47 nF. Vnitřní odpor stabilizátoru je asi 8 až 15  $\Omega$ . Maximál-



Obr. 69. Měřicí obvod pro A301D



Obr. 71. Přenos signálu po rozvodu napájecího napětí



Obr. 70. Měřič zkratu vinutí

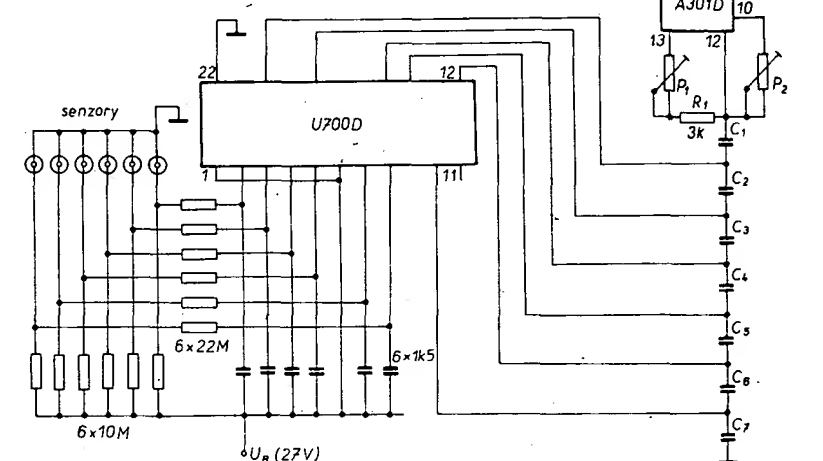
ní zatěžovací kapacita na výstupech Q a Q̄ může být při  $U_B = 4,75 \text{ V}$  10 nF, avšak při  $U_B = 27 \text{ V}$  jen 400 pF.

Vedle základního zapojení jako iniciátorový obvod je možné A301D použít i v jiných aplikacích (AR B4/80).

V základním zapojení A301D (budící iniciátorový obvod) lze IO použít jako měřič zkratu vinutí cívek, přiblížíme-li oscilační cívku ke zkoušené (obr. 70). Volbou jmenovitého oscilačního kmitočtu (zde asi 2 kHz) může při rezonanci indukčnosti vinutí s jeho rozptylovou kapacitou být rozlišen předpokládaný zkrat od zkratu skutečného. Odpor  $R_1$  je nastaven tak, že oscilátor ještě „tak tak“ kmitá a dioda LED ještě svítí. Zhasne-li dioda LED při přiblížení feritové antény ke zkoušené cívce, jedná se o zkrat vinutí.

Vzhledem k tomu, že A301D má na výstupu tranzistor s otevřenými kolektory, je možné spojit výstupy několika obvodů. Jsou-li výstupní signály určené ke sloučení  $x_1$  až  $x_n$ , jim odpovídající výstupy IO pracují do společného pracovního odporu, jehož druhý konec je spojen s  $U_B$  (napájecí napětí). Výstupní signál Y je

$Y = x_1 x_2 \dots x_n$ .  
Výstupní signál příslušející určitému x může být jak Q, tak Q̄, a to podle toho, definuje-



Obr. 72. Jednoduchý generátor napětí pravouhlého průběhu

me-li jako logickou podmínku stav „oscilátor nekmitá“ nebo „oscilátor kmitá“. Společný pracovní odpor musí být volen tak, aby s ohledem na zbytkový proud  $I_{OH}$  bylo dosaženo logické úrovně  $U_{OH}$

$$R \leq \frac{U_B - U_{OH}}{nI_{OH}}$$

Stojíme-li před úkolem přenést výstupní signály z několika míst měření, zajímá nás počet vodičů, potřebných k tomuto účelu. V běžném případě k tomu potřebujeme tři vodiče z každého měřeného místa. Na obr. 71 je zapojení, které jeden vodič ušetří. Úbytek napětí na odporu  $R_1$  je závislý na stavu sepnutí A301D. Pro  $Q = 1$  je  $U_L = R_1 I_{Q, \max}$ , pro  $Q = 0$  je referenčním prvkem tranzistor  $T_1$  se svým referenčním napětím

$$U_{ref} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{BE}$$

$U_H = R_1 I_{Q, \max} + U_B - U_{ref}$ .  
Proud tekoucí výstupem 6 je

$$I_6 = \frac{U_B - U_{ref}}{R_1}$$

a může být maximálně 50 mA. Pro vyhodnocení musíme zjistit rozdíl napětí  $\Delta U = U_H - U_L$ .

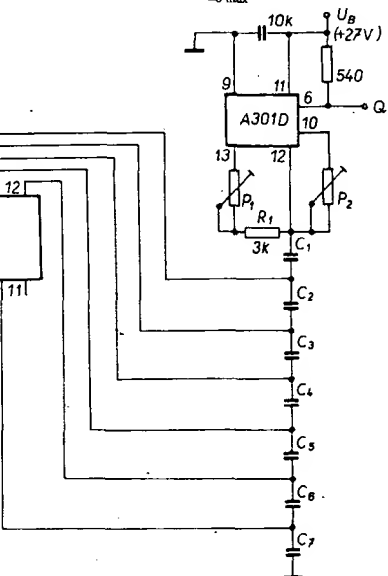
$$R_1 \geq \frac{U_{IL}}{I_{6, \max}}$$

kde  $U_{IL}$  je spodní prahové napětí,

$$R_1 \geq \frac{U_{IH} + U_{ref} - U_B}{I_{6, \min}}$$

kde  $U_{IH}$  je horní prahové napětí,

$$R_1 \geq \frac{U_B - U_{ref}}{I_{6, \max}}$$

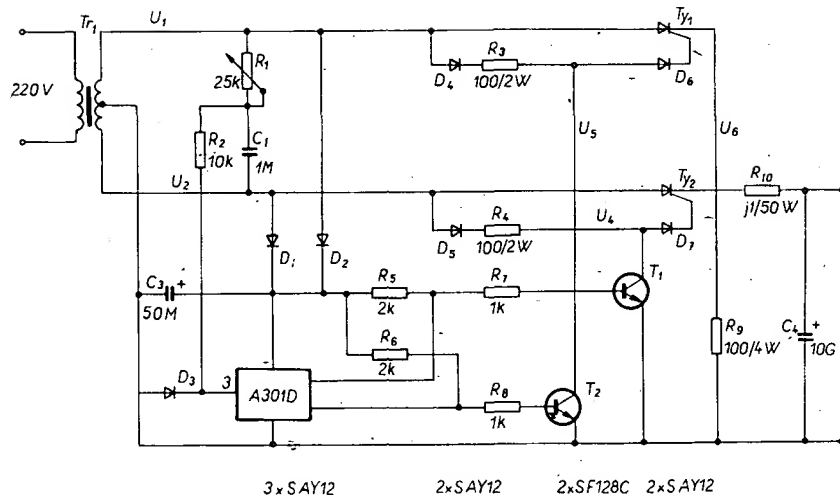




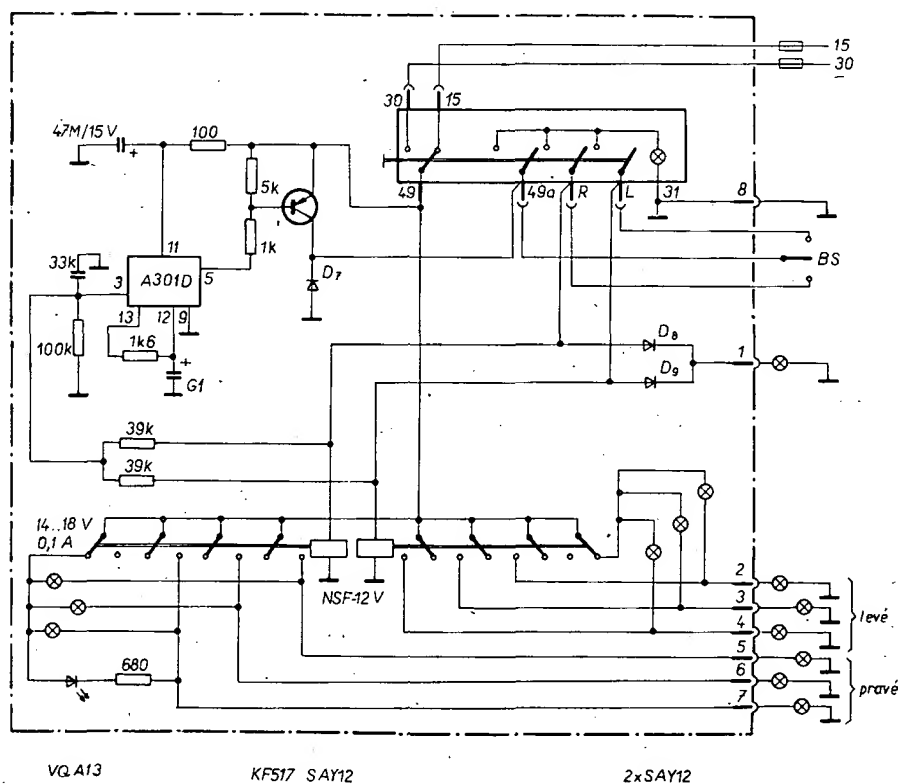
V zapojení podle obr. 71 odpovídá logický stav Q' logickému stavu Q.

Na obr. 72 je zapojení generátoru pravoúhlých impulsů. Požadované kmitočtové spektrum je určeno odpory  $P_1$ ,  $P_2$  a kondenzátory  $C_1$  až  $C_7$ . Je-li  $C_1 = 100$  nF,  $C_2 = 47$  nF,  $C_3 = 22$  nF,  $C_4 = 10$  nF,  $C_5 = 4,7$  nF,  $C_6 = 2,2$  nF,  $C_7 = 1$  nF,  $P_1 = 50$  k $\Omega$ ,  $P_2 = 10$  k $\Omega$ , je kmitočtové spektrum 500 Hz až 30 kHz. Je třeba poznamenat, že uvedené údaje jsou přibližné a pro přesné nastavení je nutno korigovat hodnoty  $P_1$  a  $P_2$ . To platí zejména proto, že  $P_1$  a  $P_2$  neurčují jen střidu, nýbrž i částečné kmitočty. Odpor  $R_1$  musí být větší než 3 k $\Omega$ , aby nebyl přetížen vývod 13 ( $I_{13 \max} = 1$  mA). Změnou napájecího napětí A310D můžeme měnit amplitudou výstupního napětí od 4,75 do 27 V. Využitím vývodu 1 u U700D můžeme kruhový čítač tohoto IO použít k vyklíčování kmitočtu.

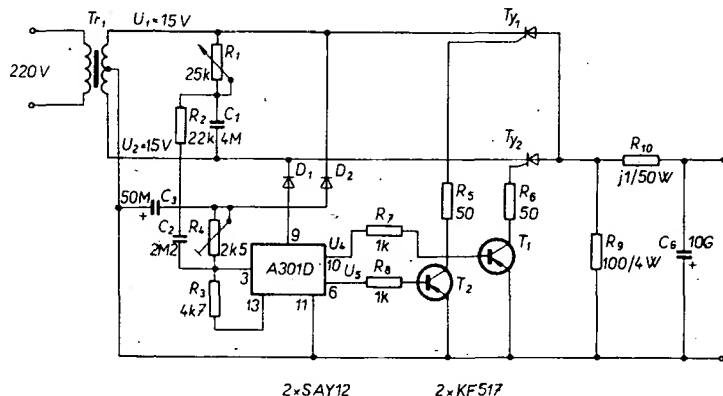
První varianta použití A301D v usměrňovači je na obr. 73. Sekundární vinutí transformátoru  $Tr_1$  má střední vývod, proto napětí na obou polovinách vinutí bude stejné, avšak s obrácenou fází. Napětí jsou přivedena na tyristory, které mají spojené anody a proto mohou být upevněny na jednom chladiči. Odpor  $R_1$  a kondenzátor  $C_1$  tvoří spolu s vinutím transformátoru můstek, který posouvá fázi. Na běžci potenciometru  $R_1$  je co do velikosti stejné střídavé napětí, avšak fázově posunutě o 0 až 180° oproti napětí  $U_1$ . Toto napětí je přes  $R_2$ ,  $C_2$  přivedeno na vstup A301D. Kondenzátor  $C_2$  je oddělovací. Pracovní bod IO se nastavuje odpory  $R_3$ ,  $R_4$ , přičemž je využito vnitřního stabilizovaného napětí na vývodu 13 (asi 2,9 V, 1 mA), aby se vyloučil vliv kolísání napájecího napětí. Odpory  $R_2$ ,  $R_3$  a  $R_4$  tvoří dělič napětí, který velké napětí z fázovacího můstku dělí na malé vstupní napětí pro IO. Napájecí napětí pro IO je získáváno diodami  $D_1$ ,  $D_2$  a filtrováno  $C_3$ . A301D je zapojen jako zesilovač a prahový spínač. Na jeho výstupech (vývody 6 a 10) je napětí pravoúhlého průběhu vzájemně opačné polarity, kterým jsou střídavě připojovány a odpojovány tranzistory  $T_1$ ,  $T_2$ . Přechody báze-emitor těchto tranzistorů spolu s odpory  $R_7$ ,  $R_8$  jsou pracovními odpory pro IO. Je-li na katodě jednoho tyristoru záporná půlvlna a na řídicí elektrodě tyristoru nulové napětí (příslušný tranzistor je otevřen), pak tyristor povede a teče jím proud. Doba sepnutí tyristoru během záporné půlvlny může být řízena  $R_1$ . Je-li tyristor otevřen na počátku záporné půlvlny, je na výstupu maximální stejnosměrné napětí. Sepne-li tyristor později, bude na výstupu menší stejnosměrné napětí. Vzhledem k tomu, že je možné posouvat bod sepnutí tyristoru, je teoreticky možné měnit výstupní napětí od nuly do maxima. Závislost mezi výstupním napětím a úhlem otočení  $R_1$  je



Obr. 74. Zdroj regulovatelného napětí s A301D (II)



Obr. 75. Blikač pro vozy s napětím palubní sítě 12 V (I)



Obr. 73. Zdroj regulovatelného napětí s A301D (I)

nelineární. Napěťové impulsy na výstupu IO, které mají opačnou fázi, zajišťují správné spínání obou tyristorů v daném časovém sledu. Je-li tyristor jednou sepnut, pak změna řídicího napětí nemá již žádný vliv. Je-li záporné napětí na transformátoru menší než záporné výstupní napětí, tyristor se uzavře. Odpory  $R_5$ ,  $R_6$ ,  $R_7$  a  $R_8$  omezují proud. Odpor  $R_9$  slouží jako minimální zátěž a zabráňuje překročení minimálního předřizného proudu tyristorů. Aby se při zkratu na výstupu tyristory neznížily, je do série s výstupem zapojen odpor  $R_{10}$ , který musí být navržen tak, aby v žádném případě nebyly překročeny maximální údaje pro daný typ tyristoru.  $C_4$  je filtrační kondenzátor. Odporem  $R_4$  můžeme nastavit minimum brumu na výstupu.

Při napětí sítě 220 V je výstupní napětí (při  $I_{vyst} = 0$ ),  $U_{vyst} = 0,2$  až 15 V, při  $I_{vyst} = 10$  A je  $U_{vyst} = 0$  až 9,5 V. Efektivní brumové napětí při  $I_{vyst} = 10$  A je 1,5 V,

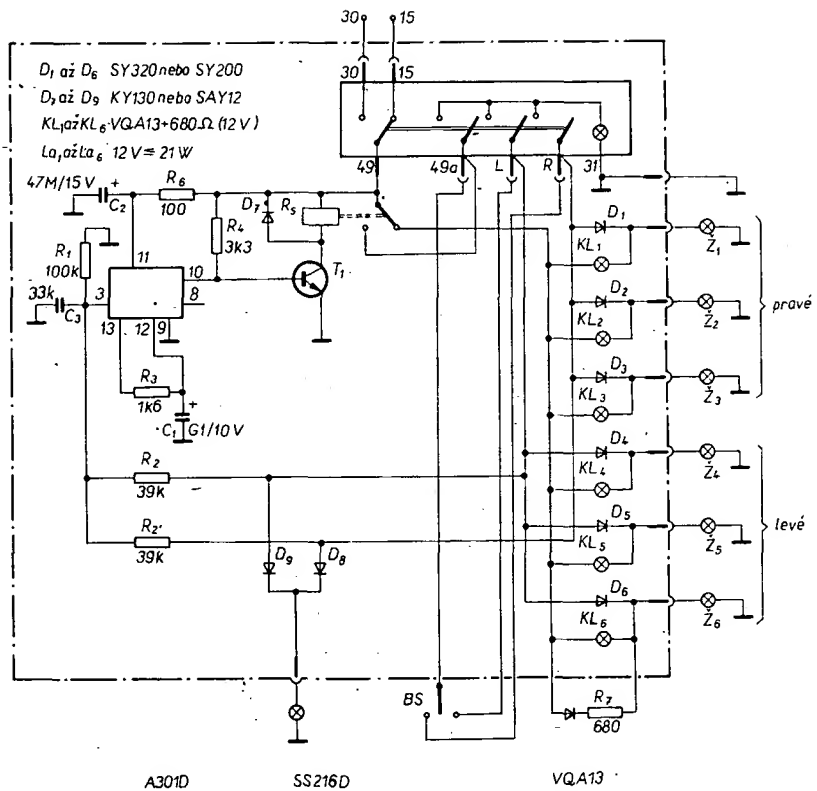
vnitřní odpor  $0,4 \Omega$  a funkční rozsah  $U_{prim} = 150$  až  $280$  V.

Na obr. 74 je druhá varianta regulovaného napájecího zdroje s A301D. Tyristory jsou spolu propojeny katodami. Tomuto propojení musí odpovídat i řídící obvod. Tyristory se otvírají kladným napětím přes  $D_4$ ,  $R_3$  a  $D_5$ ,  $R_4$ . Tranzistory  $T_1$ ,  $T_2$  připojují a odpojují tyristory v závislosti na fázi napětí. Tyristor je sepnut jen tehdy, je-li na něm kladné napětí a nevede-li příslušný tranzistor. Diody  $D_6$  a  $D_7$  chrání řídící elektrody tyristoru před zpětným proudem. Spínací tranzistory jsou řízeny komplementárními výstupy IO. Pracovními odpory koncových tranzistorů IO jsou odpory  $R_5$ ,  $R_6$ ; odpory  $R_7$ ,  $R_8$  jsou ochranné. Zem IO je spojena se zemí napájecí, a proto je možné  $R_1$ ,  $C_1$  spojit přímo se vstupem IO,  $D_3$ ,  $R_2$  chrání IO před velkým záporným napětím. Ostatní součástky mají stejnou funkci jako v zapojení podle obr. 71. U obou zapojení je vzhledem k fázovému řízení nutno do přívodu k primárnímu vinutí transformátoru zařadit odrušovací filtry.

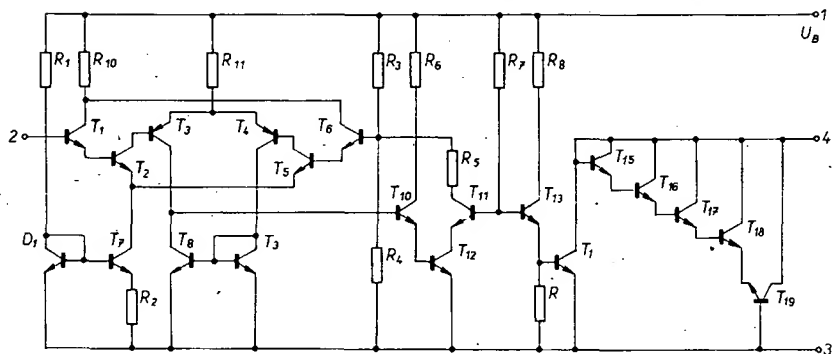
Na obr. 75 a 76 jsou dvě varianty blikáčů pro automobily s IO A301D. Při nesepnutém spínači blikáčů je vývod 3 IO přes  $R_2$  a žárovku blikáče uzemněn. Tranzistor  $T_8$  v IO je sepnut a  $C_1$  je nabit na konstantní napětí, dané poměrem odporů  $R_3$  a  $R_{10}$  (součástí IO), které musí být menší než obě prahová napětí následujícího spouštěcího obvodu. Tím je výstup na vývodu 10 (Q) nevodivý a relé přes tranzistor  $T_1$  přitaženo. Relé má odpor vinutí  $300 \Omega$  pro  $12$  V, nebo  $150 \Omega$  pro  $6$  V a může být napájeno přímo z výstupu Q na vývodu 6. V klidovém stavu je spínač blikáčů připojen jedním pólem na kladné napájecí napětí. Pracovní kontakt vzhledem k velkému odběru musí být dimenzován na velký proud. Když sepneme spínač blikáčů, rozsvítí se žárovka, a přes  $R_2$  je na vývodu 3 dosaženo prahového napětí  $0,7$  V. Tranzistor  $T_8$  v IO se uzavře a  $C_1$  se nabije přes  $R_3$ ,  $R_9$  +  $R_{10}$  ( $R_9$ ,  $R_{10}$  jsou odpory v IO). Po dosažení horní mezní prahové hodnoty  $U_{12H}$  asi  $2,7$  V začne vést tranzistor  $T_9$  v IO, změní se stav výstupu 10 a relé odpadne. Žárovka zhasne,  $T_8$  v IO bude vodivý, takže  $C_1$  se opět nabije přes odpor  $R_{10}$ . Po dosažení spodního prahového napětí  $U_{12L}$  asi  $1,6$  V se výstup 10 uzavře a relé přitáhne. Celý děj se opakuje tak dlouho, dokud nevypneme spínač blikáčů. Je třeba poznamenat, že spodní prahové napětí je určeno odporem  $R_3$ . Zapojení pracuje v rozsahu teplot  $-25$  až  $+70^\circ\text{C}$ . Kmitočet blikání je  $85$  až  $100$  rozsvícení žárovky za minutu. Obvod může být použit po menších úpravách i ve vozzech s akumulátorem  $6$  V.

#### Integrovaný obvod A302D

Integrovaný obvod A302D je napěťový prahový spínač, určený pro řízení doby uzavěrky u elektronických kamer a fotopřístro-



Obr. 76. Blikáč pro vozy s napětím  $12$  V



Obr. 77. Vnitřní zapojení A302D

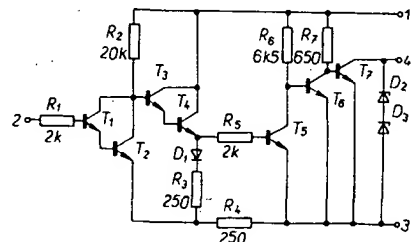
ju. Je ho možné použít i v dalších aplikacích. A302D pracuje jako prahový napěťový spínač, u něhož je práh sepnutí přímo úměrný napájecímu napětí. A302D je umístěn v pouzdře DIP-4 a je určen pro napájecí napětí  $2,3$  až  $6,3$  V. Proud do vstupu (vývod 2) musí být menší než  $1$  mA, proud z výstupu (vývod 4) musí být menší než  $60$  mA. Zatěžovací indukčnost musí být menší než  $2$  H. Odběr ze zdroje je menší než  $5$  mA, rozsah pracovních teplot je  $-10$  až  $+55^\circ\text{C}$ . Vnitřní schéma obvodu je na obr. 77.

#### Integrovaný obvod A902D

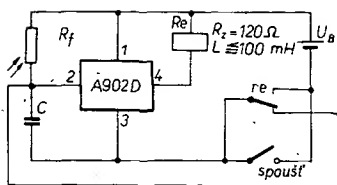
Integrovaný obvod A902D je Schmittův spouštěcí obvod s hysterezi, závislou na napájecím napětí, a s výstupním zesilovačem. Je určen pro řízení uzavěrek fotoaparátů. Vnitřní schéma tohoto IO je na obr. 78. Po připojení napájecího napětí mezi vývody 1 a 3 vedou tranzistory  $T_3$ ,  $T_4$ ,  $T_5$  a uzavře se tranzistor  $T_6$ , což otevře tranzistor  $T_7$ . Po připojení vnějšího pracovního odporu mezi vývody 4 a 1 začne jím téci proud. Přivedeme-li na vývod 2 napětí, povedou tranzistory  $T_1$ ,  $T_2$ , tranzistory  $T_3$ ,  $T_4$ ,  $T_5$  se uzavřou, čímž

Tab. 25. Parametry A902D

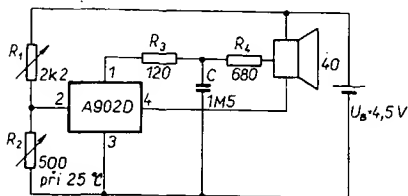
Statické údaje při			
Odběr proudu při $U_B = 5,6$ V, $U_1 = 0$ :			
$U_B = 5,6$ V, $I_1 = 10 \mu\text{A}$ :	25	-10	$55^\circ\text{C}$
Vstýpní napětí $U_{OL}$ při $I_4 = 40$ mA:	10,5	10,7	10,4 mA.
Horní prahové napětí při $U_B = 2,8$ V:	5,1	5,2	4,9 mA.
$U_B = 4$ V:	115	110	122 mV.
$U_B = 5,6$ V:	1,32	1,42	1,24 V.
Dolní prahové napětí $U_{IL}$ při $U_B = 5,6$ V:	1,86	1,95	1,79 V.
	2,62	2,71	2,54 V.
	1,24	1,38	1,07 V.
Dynamické údaje			
$\Delta t_r/t_r$ při $U_B = 1,8$ V:	+2,1	+13	-6,1 %.
$U_B = 5,6$ V:	+0,8	+4,3	-3,5 %.
$U_B = 4$ V:		+7,0	-5,3 %.
Trvání sestupné a vzestupné hrany impulsu:			
kratší než $5 \mu\text{s}$ .			



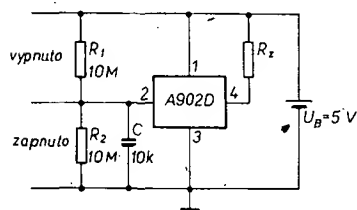
Obr. 78. Vnitřní zapojení A902D



Obr. 79. Řízení uzávěrky fotografických přístrojů

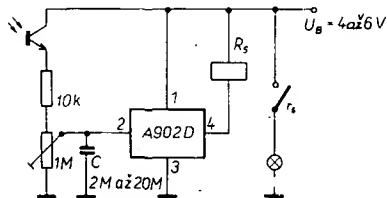


Obr. 80. Hlídač teploty

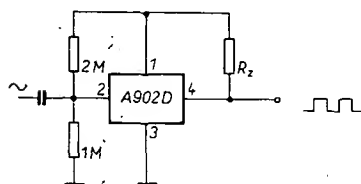


Obr. 81. Senzorový obvod

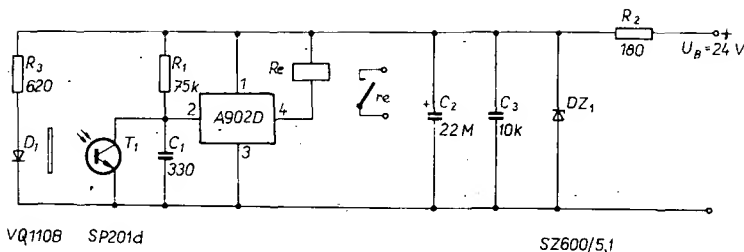
se otevře tranzistor  $T_6$  a uzavře  $T_7$ . Pracovním odporem neteče pak žádný proud. Obvod je v přeploveném stavu. Přenosová funkce vykazuje hysterezi. Horní prahové napětí  $U_{IO}$  je velmi závislé a spodní prahové napětí  $U_{IO}$  méně závislé na napětí napájecím  $U_B$ . Dolní prahové napětí se mění od 1,15 V do 1,25 V při změně napájecího napětí z 2,5 V na 5,6 V. IO pracuje ještě při minimálním napětí 2,5 V v celém rozsahu pracovních teplot, tj. od -10 do 55 °C. Dolní napájecí napětí je v podstatě určeno třemi přechody emitor-báze ( $T_3$ ,  $T_4$ ,  $T_5$ ). Při napětí v propustném směru 0,7 V je úbytek napětí na odporech  $R_2$  a  $R_3$  0,4 V při napájecím napětí 2,5 V. Úbytek napětí na odporu  $R_2$  je zanedbatelný, takže úbytek 0,4 V vzniká na odporu  $R_3$ . Aby odporem  $R_3$  tekla potřebný proud, musí být  $T_5$  zcela otevřen. Maximální napájecí napětí 6 V je určeno vlastnostmi tranzistorů  $T_3$ ,  $T_4$ . Tranzistory  $T_1$  až  $T_4$  musí mít proudový zesilovací činitel větší než 50 při kolektorovém proudu



Obr. 82. Stmívač



Obr. 83. Generátor impulsů pravoúhlého průběhu



VQ110B SP201d

SZ600/5,1

Obr. 84. Optoelektrický snímač

0,1 mA. Diody  $D_1$  zlepšuje poměr  $U_{IO}/U_B$  tak, aby byl co nejméně závislý na teplotě a napájecím napětí. Odpor  $R_1$  omezuje maximální vstupní proud, který je 10 mA. Zenerovy diody na výstupu omezují napěťové špičky, vznikající na připojené indukční zátěži. Maximální proud koncovým tranzistorem  $T_7$  je 70 mA. A902D je v pouzdře DIP-4 a jeho ztrátový výkon je 225 mW. Parametry A902D jsou v tab. 25.

Na obr. 79 je zapojení elektronické uzávěrky fotopřístrojů. Při stlačení spouště fotoaparátu je na IO připojeno napájecí napětí. Tranzistor  $T_7$  v IO bude sepnut a přitáhne relé, které odpojí zkrat na kondenzátoru  $C$ , který se začne nabíjet přes fotoodpor  $R_f$ . Fotoodpor mění svůj odpor podle intenzity osvětlení. Bude-li dosaženo na vstupu prahového napětí  $U_{IO}$ , sepnou tranzistory  $T_1$ ,  $T_2$  a tranzistor  $T_7$  se uzavře. Tím odpadne relé a kondenzátor  $C$  se vybije přes jeho kontakt. Z průběhu nabíjení můžeme vypočítat čas, který uplyne mezi stisknutím spouště a dosažením horní hranice prahového napětí  $U_{IO}$ . Tento čas se nazývá dobou otevření uzávěrky  $t_o$  a je dán rovnicí

$$t_o = \tau_{nab} \ln \frac{1}{1 - \frac{U_{IO}}{U_B}}$$

kde  $\tau_{nab} = CR_f$ .

Protože čas  $t_o$  musí být nezávislý na teplotě a napětí, musí i poměr  $U_{IO}/U_B$  být nezávislý na těchto veličinách.

Na obr. 89 je zapojení hlídače teploty. Napěťový dělič  $R_1$ ,  $R_2$  je nastaven tak, aby při teplotě 25 °C tekla do vstupu (vývod 2) proud, takže tranzistor  $T_7$  v IO nepovede. Reproduktem teče jen klidový proud. Zvýší-li se teplota, odpor  $R_2$  se zmenší a při překročení dolního prahového napětí se  $T_7$  otevře. Na vývodu 1 je zbytkové napětí tranzistoru  $T_7$ . Proud přes reproduktor teče jen krátkou dobu, neboť kondenzátor  $C$  se vybije přes  $R_3$  a  $R_4$ . Tranzistor  $T_7$  se uzavře a kondenzátor  $C$  se nabije přes  $R_4$ . Celý cyklus se opakuje a zapojení začne kmitat s časovou konstantou danou  $R_3$ ,  $R_4$  a  $C$ .

Na obr. 81 je zapojení senzorového obvodu s A902D. Dělič napětí  $R_1$ ,  $R_2$  je nastavena hysterezní oblast do středu. Po připojení napájecího napětí sepnou  $T_7$  v IO, neboť napětí na kondenzátoru  $C$ , který je nabíjen pomalu přes  $R_1$ , bude nedostatečné pro přeplovení. Koncovým tranzistorem můžeme řídit proud přes připojenou zátěž (relé, výkonový tranzistor, signální žárovka). Bude-li k  $R_1$  připojen paralelně odpor prstu, zvětší se vstupní napětí a tranzistor  $T_7$  se

uzavře, takže zátěží nepoteče žádný proud. Aby zátěží opět začal téci proud, musíme odpor  $R_2$  zkratovat, aby se napětí na vstupu IO zmenšilo.

Na obr. 82 je zapojení stmívače. Po připojení napájecího napětí je  $T_7$  v IO sepnut a přitáhne relé. Zmenšuje-li se osvětlení fototranzistoru, zmenšuje se i vstupní proud a  $T_7$  se uzavře. Relé odpadne. Potenciometrem lze nastavit základní citlivost obvodu. Kondenzátor  $C$  potlačuje zákmitu a zpožďuje odpad relé. Relé můžeme nahradit výkonovým tranzistorem.

Na obr. 85 je zapojení generátoru pravoúhlých impulsů. Zapojení pracuje podobně jako senzorový obvod. Pracovní obvod je opět nastaven do středu hysterezní křivky. Pro řízení je použit sinusový signál. Kladná půlvlna uzavírá tranzistor  $T_7$  v IO a záporná půlvlna ho otevírá. Střídou můžeme řídit změnou poměru napětí.

Na obr. 84 je zapojení fotoelektrického snímače. Vzdálenost mezi vysílačem (infračervená dioda VQ110B) a přijímačem (fototranzistor SP201d) je 2,5 mm. Nastaví-li se otvor na snímáči kotouči proti vysílači, zmenší se odpor emitor-kolektor fototranzistoru  $T_1$  a proud přes  $R_1$  teče k zemi. Současně se zmenší kolektorové napětí  $T_1$  na 0,5 V, čímž je dosaženo spodního prahového napětí A902D ( $U_{IH}$  asi 1,25 V). Přitáhne relé a svým kontaktem připojí výstup. Malý výstupní proud je dán velkým vstupním odporem a velkým zesílením A902D. Bude-li přerušena cesta světla mezi vysílačem a přijímačem, zvětší se kolektorové napětí na  $T_1$ , až dosáhne horního prahového napětí ( $U_{IH}$  asi 2,6 V). IO sepne a relé odpadne. Kondenzátor  $C_1$  potlačuje vř zákmitu IO. Svítivá dioda je napájena přes  $R_3$  ze zdroje 24 V. Napájecí napětí pro IO je stabilizováno Zenerovou diodou přes odpor  $R_2$  a vyfiltrované kondenzátory  $C_2$ ,  $C_3$ , které mají být co nejbližší IO.

## Integrovaný obvod A 910

Na obr. 85 je vnitřní zapojení A910D. Integrovaný obvod A910D tvoří: dva n-p-n tranzistory ( $T_1$ ,  $T_2$ ), dva n-p-n - p-n-p stupně v Darlingtonově zapojení ( $T_2$ ,  $T_2'$  a  $T_3$ ,  $T_3'$ ), jeden n-p-n - p-n-p stupeň v Darlingtonově zapojení ( $T_5$ ,  $T_6$ ) a tři odpory ( $R_1$  až  $R_3$ ), jejichž hodnoty byly stanoveny fotoprůmyslem NDR.

Parametry A910D jsou uvedeny v tab. 26. Jeho ztrátový výkon je 300 mW, pouzdro DIP-14 a rozsah pracovních teplot -10 až +55 °C. Protože tento IO je tvořen jednotlivými tranzistory, lze s ním realizovat jak analogové, tak i digitální obvody. Z digitálních obvodů je to např. astabilní a monostabilní multivibrátor, klopný obvod apod. Z analogových obvodů je to např. jednoduchý zesilovač.

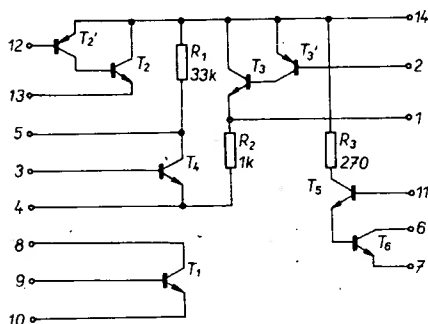
## Integrovaný obvod B222D

Integrovaný obvod B222D je dvojitý dvojčinný směšovač určený pro průmyslové aplikace. Vnitřní zapojení je na obr. 86, měřicí obvod pro tento IO na obr. 87. Tranzistory  $T_2$  až  $T_5$  jsou rozdílové zesilovače se zdroji konstantního proudu  $T_8$ ,  $T_9$ , které



Tab. 26. Parametry A910D

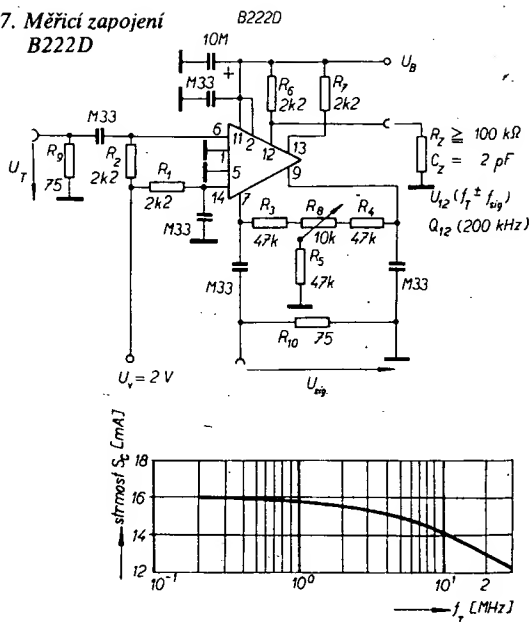
<b>Tranzistor <math>T_1</math></b>	
Maximální kolektorový proud:	20 mA.
Maximální proud báze:	15 mA.
Proudové zesílení při $I_C = 3$ mA, $U_{CE} = 3$ V:	50 až 100.
Saturační napětí při $I_C = 10$ mA, $I_B = 1$ mA:	<0,5; 0,2 V.
Průrazné napětí při $I_C = 100$ $\mu$ A:	>6, asi 11 V.
<b>Tranzistory <math>T_2, T_2', T_3, T_3'</math></b>	
Kolektorový proud:	max. 40 mA.
Max. proud báze:	20 mA.
Proudové zesílení při $I_B = 20$ $\mu$ A:	min. 50, typ. 400.
Saturační napětí při $I_C = 3$ mA, $I_B = 0,2$ mA:	<1,2 V, typ. 0,8 V.
Průrazné napětí při $I_C = 100$ $\mu$ A:	min. 6 V, typ. 10 V.
<b>Tranzistor <math>T_4</math></b>	
Max. kolektorový proud:	20 mA.
Max. proud báze:	15 mA.
Proudové zesílení při $U_{CE} = 0,8$ V, $I_C = 120$ $\mu$ A:	30 až 180, typ. 80.
Saturační napětí při $I_C = 10$ mA, $I_B = 1$ mA:	max. 0,5 V, typ. 0,2 V.
Průrazné napětí při $I_C = 100$ $\mu$ A:	min. 6 V, typ. 10 V.
<b>Tranzistory <math>T_5, T_6</math></b>	
Max. kolektorový proud:	200 mA.
Max. proud báze:	20 mA.
Proudové zesílení při $U_{CE} = 0,4$ V, $U_B = 2,5$ V, $I_C = 1$ mA:	min. 900, typ. 6000.
Saturační napětí při $I_C = 100$ mA, $I_{B5} = 0,5$ mA, $U_B = 2,5$ V:	max. 0,4 V, typ. 0,2 V.
Průrazné napětí při $I_C = 100$ $\mu$ A:	min. 6 V, typ. 10 V.



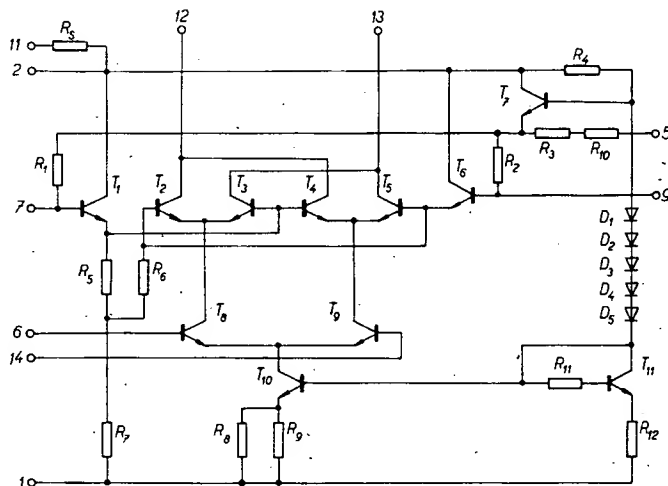
Obr. 85. Vnitřní zapojení A910D

tvoří jednoduchý rozdílový zesilovač se zdrojem konstantního proudu  $T_{10}$ . Báze tranzistoru  $T_{10}$  je napájena ze zdroje stabilizovaného napětí  $T_{11}$ ,  $D_1$  až  $D_5$ . Pro zvětšení vstupní impedance jsou na vstupy dvojčinného rozdílového zesilovače připojeny emitorové sle-

Obr. 87. Měřicí zapojení B222D



Obr. 88. Směšovací strmost jako funkce kmitočtu (pro B222D)



Obr. 86. Vnitřní zapojení B222D

Tab. 27. Parametry B222D

<b>Mezní údaje -</b>	
Ztrátový výkon:	360 mW.
Provozní teplota:	-25 až +85 °C.
Teplota přechodu:	+125 °C.
Teplotní odpor:	120 K/W.
$U_{B-1}, U_{14-1}$ :	5 V.
$U_{7-1}, U_{9-1}$ :	8 V.
$U_{7-9}$ :	5 V.
$U_{B-14}$ :	5 V.
$U_B$ :	6 až 18 V.
<b>Statické údaje</b>	
Odběr proudu při $U_B = 18$ V, $U_5 = 0$ V, vstupy odpojeny:	min. 8,4, typ. 9,3, max. 12,7 mA.
$U_B = 15$ V:	7,5 mA.
Napětí $U_5$ při $U_B = 15$ V:	min. 3,8, typ. 3,9, max. 4 V.
Napětí $U_{7-1}$ při $U_B = 18$ V, $U_5 = 0$ V:	3,9 V.
$U_B = 6$ V:	3,4 V.
<b>Dynamické údaje při <math>U_B = 15</math> V, <math>U_v = 2</math> V, <math>U_T = 200</math> mV, <math>f_i \approx 200</math> kHz, <math>f_{is} = 50</math> kHz, <math>U_{is} = 20</math> mV, <math>\theta_a = 25</math> °C</b>	
Potlačení nosné při $U_{is} = 0$ , $U_B = 15$ V:	min. 35,2, typ. 45,8, max. 58,4 dB.
Zesílení směšovače při $U_B = 15$ V:	min. 30,5, typ. 31,4, max. 32,2 dB.
$U_B = 6$ V:	18,2 dB.
$U_B = 18$ V:	33 dB.
Směšovací strmost při $U_B = 15$ V, $R_{12-1} = 25$ $\Omega$ :	16 mS.
Potlačení vstupního napětí při dvojčinném zapojení při $U_i = 100$ mV a $f_i = 1$ kHz:	min. 26,4, typ. 29, max. 31,4 dB.

dovače  $T_1$ ,  $T_6$ , jejichž báze jsou napájeny z tranzistoru  $T_7$ . B222D je v pouzdře DIP-14. Jeho parametry jsou v tab. 27 a závislost směšovací strmosti na kmitočtu  $f_i$  na obr. 88.

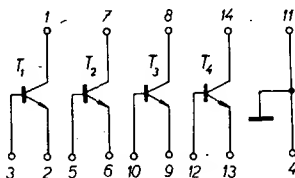
#### Integrované obvody B340D a B341D

Integrované obvody B340D a B341D jsou čtveřice tranzistorů určené pro průmyslové použití. B341D je obvod vybírání s ohledem na šum, lze ho použít např. i v korekčním zesilovači pro magnetickou přenosku. Vnitřní zapojení těchto dvou integrovaných obvodů je na obr. 89 a jeho parametry jsou v tab. 28. IO jsou v pouzdře DIP 14.

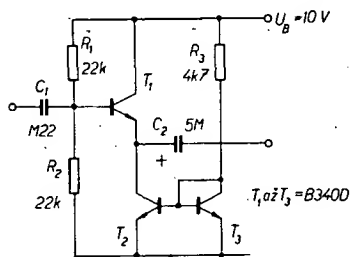
Na obr. 90 je zapojení emitorového sledovače s velkou přebuditelností. Emitorový sledovač, který má jako emitorový odpor zapojen zdroj proudu, se vyznačuje velkou přebuditelností. Zapojení podle obr. 90 umožňuje i při reálném zatěžovacím odporu dosáhnout výstupního špičkového napětí rovného napětí napájecímu  $U_B$ , je-li emitorové napětí sledovače bez vybudzení rovno  $U_B/2$  a je-li zatěžovací odpor větší než  $0,5 U_{B/I_C T_2}$ . Tranzistor  $T_1$  je emitorový sledovač a tranzistory  $T_2, T_3$  tvoří proudové zrcadlo, kde  $T_2$  řídí proud tranzistorem  $T_1$ .

Tab. 28. Parametry B340D a B341D

<b>Mezní údaje</b>	
$U_{CE0}$ :	20 V.
$U_{CE0}$ :	15 V.
$U_{EB0}$ :	5 V.
<b>Napětí kolektor-substrát:</b>	30 V.
$I_B$ :	5 mA.
$I_C$ :	10 mA.
$P_Z$ :	400 mW.
<b>Teplota při provozu:</b>	+125 °C.
<b>Informativní údaje pro 25 °C a <math>U_{CE} = 5</math> V</b>	
$h_{21E}(T_1)$ při $I_C = 1$ mA:	56 až 580 (tříděno do skupin).
$h_{21E}$ při $I_C = 10$ $\mu$ A:	>30.
$\Delta U_{BE}$ při $I_E = 100$ $\mu$ A:	<5 mV.
$h_{21EX}$ při $I_C = 1$ mA:	0,8 až 1,25.
$h_{21EY}$ při $I_C = 1$ mA:	0,8 až 1,25.
$f_T$ při $I_C = 1$ mA, $f = 100$ MHz:	210 MHz.
$F$ při $I_C = 200$ $\mu$ A, $f = 1$ kHz, $R_G = 2$ k $\Omega$ :	$\leq 6$ dB (platí pro B341D).
<b>Mezní kmitočet při <math>U_B = 6</math> V:</b>	
$I_C = 100$ $\mu$ A:	$f_{h21E}$ 11 95 MHz.
$I_C = 1$ mA:	35 470 MHz.
$I_C = 10$ mA:	49 706 MHz.



Obr. 89. Vnitřní zapojení B340D, B341D



Obr. 90. Emitorový sledovač s velkou přebuditelností

Pro kolektorový proud  $T_2$  s dostatečnou přesností platí

$$I_{CT2} = \frac{U_B - U_{BE T3}}{R_3}$$

Je-li napětí báze-emitor tří tranzistorů menší než  $U_B$  a je-li napětí na emitoru  $T_1$   $U_B/2$ , pak pro zatěžovací odpor na výstupu platí

$$R_L = \frac{R_3}{2}$$

Na obr. 91 je zapojení kaskádového zesilovače s B340D, který se vyznačuje zejména dobrou stabilitou pracovního bodu. Jako kaskádový zesilovač s malou vstupní kapacitou jsou zapojeny tranzistory  $T_2$ ,  $T_3$ . Aby byl zajištěn malý výstupní odpor, je použit emitorový sledovač s  $T_4$ . Předpětí pro báze  $T_2$ ,  $T_3$  je získáváno z obvodu  $T_1$ ,  $R_1$  až  $R_4$ . Kolektorový proud  $T_3$  bude stále stejný, budou-li  $T_1$  a  $T_3$  a rovněž  $R_3$  a  $R_5$  identické. Tato podmínka platí i při změně okolní teploty, neboť  $T_1$  a  $T_3$  jsou na stejném čipu. Pro napěťové zesílení  $A'_u$  platí

$$A'_u = \frac{R_6}{R_7}$$

V uvedeném zapojení bylo  $A'_u = 10$  při šířce pásma 6 MHz. Maximální výstupní špičkové napětí je 6 V.

Na obr. 92 je zapojení referenční „diody“ s B340D. Pro referenční diodu potřebujeme jen tři tranzistory. Tranzistor  $T_4$  je zapojen jako emitorový sledovač, který podstatně zmenšuje výstupní odpor zdroje referenčního napětí. Odpory  $R_1$  až  $R_3$  musí být odpory s kovovou vrstvou a jejich hodnoty vypočítáme ze vztahů

$$R_v = \frac{U_B - U_{BE T4} - U_{ref}}{I_{CT1}}$$

$$R_1 = \frac{CU_T}{I_{CT2}} \quad (U_T = 25,3 \text{ mV pro } 20^\circ \text{C})$$

$$R_2 = \frac{R_1}{C} \ln \frac{I_{CT3}}{I_{CT2}}$$

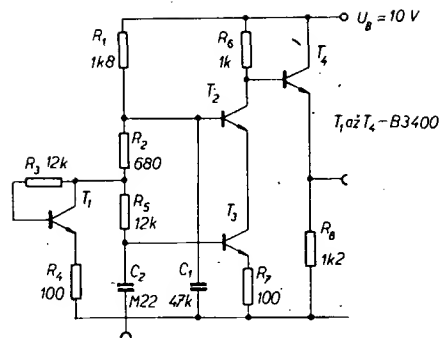
$$R_3 = \frac{U_{ref} - U_{BE T3}}{I_{CT3}}$$

Při uvedeném návrhu bude proud báze tranzistorů zanedbatelný a jejich napětí báze-emitor bude 0,68 V.

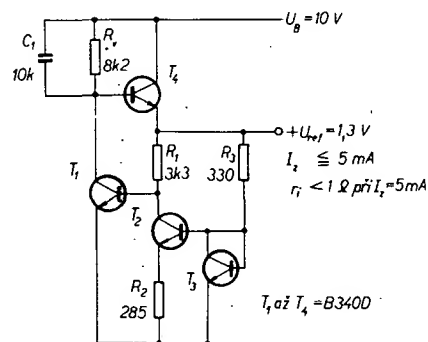
Na obr. 93 je zapojení Nortonova zesilovače s B340D. Obvyklý operační zesilovač má diferenciální vstup a zesiluje napětí přivedené na oba vstupy. Nový typ operačního zesilovače, tzv. Nortonův zesilovač, je zesilovač, u něhož neinvertující vstup tvoří proudové zrcadlo. Tranzistory  $T_1$ ,  $T_2$  jsou zapojeny jako Nortonův stupeň. Tranzistor  $T_3$  je zesilovač, který má jako kolektorový odpor zapojen bootstrapový zdroj konstantního proudu  $T_4$ ,  $T_5$ . Zesílení  $T_3$  je proto velké a jeho vstupní proud malý, neboť  $I$  ze zdroje konstantního proudu je 14  $\mu$ A. Pro  $I$  platí

$$I = \frac{U_{BE T4}}{R_1}$$

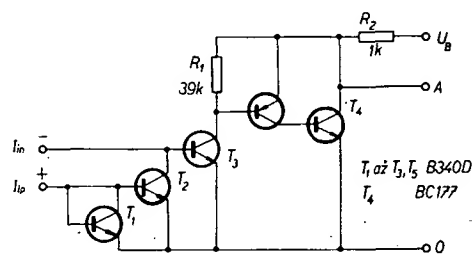
Předností bootstrapového zdroje konstantního proudu je malý výstupní odpor, do něhož výstup zesilovače pracuje. Nortonův zesilovač s B340D má tyto parametry: rozsah napájecích napětí +3 až +15 V nebo  $\pm 1,5$  až  $\pm 7,5$  V; zesílení bez smyčky zpětné vazby při  $R_L = 10$  k $\Omega$  je 64 dB, vstupní proud 150 nA, součin zesílení a šířky pásma je 4 MHz.



Obr. 91. Kaskádový zesilovač s B340D



Obr. 92. Referenční dioda



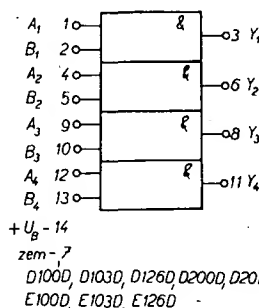
Obr. 93. Zapojení Nortonova zesilovače

## Digitální integrované obvody z NDR

Digitální integrované obvody jsou v NDR vyráběny ve VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder). Jejich hlavní parametry jsou v tab. 29.

### Integrovaný obvod D100D, E100D

Integrovaný obvod D100D, E100D je čtyřnásobné dvou vstupové hradlo NAND.



Obr. 94. Zapojení D100D, E100D a dalších IO

pro které platí logická rovnice  $Y = \overline{AB}$ . Obvod je v pouzdře DIP 14, a jeho vnitřní zapojení je na obr. 94. D100D je ekvivalentem SN7400 (MH7400) a E100D je ekvivalentem SN8400 (MH8400).

Tab. 29. Parametry IO řady D10, E10

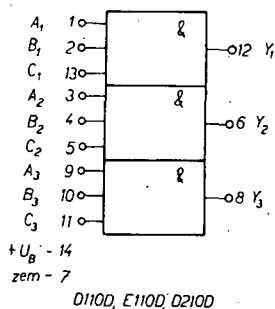
<b>Mezní údaje</b>	
<b>Napájecí napětí:</b>	0 až 7 V.
<b>Vstupní napětí:</b>	-0,8 až 5,5 V.
<b>Logický zisk při L:</b> 10 ( $N_0 = 1$ odpovídá $I_{OL} = 1,6$ mA, $-I_{OH} = 40$ $\mu$ A).	
<b>Logický zisk při H:</b>	10 (řada D10).
<b>Logický zisk při H:</b>	20 (řada E10).
<b>Jmenovité údaje</b>	
<b>Napájecí napětí:</b>	4,75 až 5,25 V.
<b>Provozní teplota:</b>	0 až 70 °C (řada D10).
<b>Provozní teplota:</b>	-25 až +85 °C (řada E10).
<b>Výstupní napětí při L:</b>	<0,4 V.
<b>Výstupní napětí při H:</b>	>2,4 V.
<b>Zpoždění signálu při <math>U_B = 5</math> V, <math>\theta_a = 25^\circ</math> C:</b>	
	$t_{BHL} = 10$ ns.
	$t_{BLH} = 15$ ns.

### Integrovaný obvod D103, E103D

Integrovaný obvod D103D, E103D je čtyřnásobné dvouvstupové hradlo NAND s otevřeným kolektorem, pro které platí logická rovnice  $Y = \overline{AB}$ . Obvod je umístěn v pouzdře DIP 14 a jeho vnitřní zapojení je na obr. 94. D103D je ekvivalentem SN7403 (MH7403) a E103D je ekvivalentem SN8403 (MH8403).

### Integrovaný obvod D110D, E110D

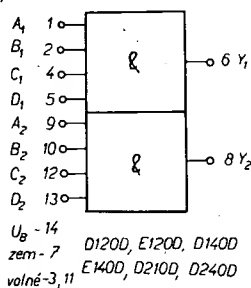
Integrovaný obvod D110D, E110D je trojnásobné trívstupové hradlo NAND, pro které platí logická rovnice  $Y = \overline{ABC}$ . Obvod je v pouzdře DIP 14 a jeho vnitřní zapojení je na obr. 95. D110D je ekvivalentem SN7410 (MH7410) a E110D je ekvivalentem SN8440 (MH8440).



Obr. 95. Zapojení D110D, E110D

### Integrovaný obvod D120D, E120D

Integrovaný obvod D120D, E120D je dvojnásobné čtřívstupové hradlo NAND, pro které platí logická rovnice  $Y = \overline{ABCD}$ . Obvod je v pouzdře DIP 14 a jeho vnitřní zapojení je na obr. 96. D120D je ekvivalentem SN7420 (MH7420) a E120D je ekvivalentem SN8420 (MH8420).



Obr. 96. Zapojení D120D, E120D

### Integrované obvody D122C, D123C

Integrované obvody D122C a D123C jsou dvoukanálové čtecí zesilovače, pro něž platí logická rovnice  $Y = G(\overline{A} + \overline{S}_A) \cdot (\overline{B} + \overline{S}_B)$ . Jsou určeny jako interface k pamětem. Obvody jsou v keramických pouzdrech DIL 16

Tab. 30. Parametry D122C, D123C

<b>Mezní údaje</b>	
Napájecí napětí $U_{B+} = -U_{B-}$ :	0 až 7 V.
Diferenciální referenční napětí:	-5 až +5 V.
Vstupní napětí:	-0,8 až +5,5 V.
Teplota pracovní:	0 až +70 °C.
<b>Jmenovité údaje</b>	
Napájecí napětí $U_{B+} = -U_{B-}$ :	4,75 až 5,25 V.
Referenční napětí $U_{ref}$ :	15 až 40 mV.
Výstupní napětí $U_{OH}$ :	> 2,4 V.
$U_{OL}$ :	< 0,4 V.
Prahové napětí $U_T$ :	$U_{ref} \pm 4$ mV (pro D122C).
	$U_{ref} \pm 7$ mV (pro D123C).
Vnější kondenzátor $C_{ext}$ :	100 pF.

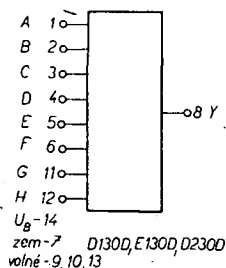
a jejich vnitřní zapojení je na obr. 97. D122D je ekvivalentem SN7522 a D123D je ekvivalentem SN7523 fy Texas Instruments. Jeho parametry jsou uvedeny v tab. 30.

### Integrovaný obvod D126D, E126D

Integrovaný obvod D126D, E126D je čtyřnásobné dvouvstupové hradlo NAND s otevřeným kolektorem, určené pro napájecí napětí 15 V. Platí pro ně rovnice  $Y = \overline{AB}$ . Obvod je v pouzdře DIP 14 a jeho vnitřní zapojení je na obr. 94. D126D je ekvivalentem SN7426 a E126D je ekvivalentem SN8426 fy Texas Instruments.

### Integrovaný obvod D130D, E130D

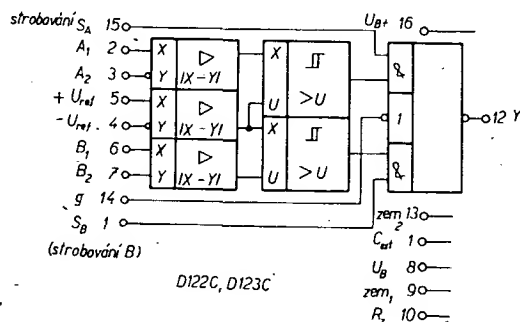
Integrovaný obvod D130D, E130D je osmivstupové hradlo NAND, pro které platí logická rovnice  $Y = \overline{ABCDEFGH}$ . Obvod je v pouzdře DIP 14 a jeho vnitřní zapojení je na obr. 98. D130D je ekvivalentem SN7430 (MH7430) a E130D je ekvivalentem SN8430 (MH8430).



Obr. 98. Zapojení D130D, E130D

### Integrovaný obvod D140D, E140D

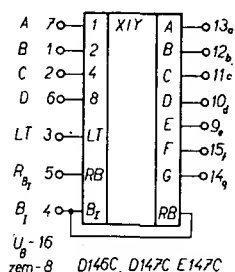
Integrovaný obvod D140D, E140D je dvojnásobné čtyřvstupové výkonové hradlo NAND se zatížitelností výstupu  $N_O = 30$ , pro které platí logická funkce  $Y = \overline{ABCD}$ . Obvod je v pouzdře DIP 14 a jeho vnitřní zapojení je na obr. 96. D140D je ekvivalentem SN7440 (MH7440) a E140D je ekvivalentem SN8440 (MH8440).



Obr. 97. Zapojení D122C, D123C

### Integrovaný obvod D146C

Integrovaný obvod D146C je dekodér BCD na sedm segmentů s budičem. Zpoždění při sepnutí je kratší než 100 ns. Zatížitelnost při úrovni log. 0 je 12 a při úrovni log. 1 je zatížitelnost 5. Obvod je určen pro úroveň  $U_{OH} = 30$  V (výstupní úroveň log. 1). Obvod je v keramickém pouzdře DIL 16 a jeho vnitřní zapojení je na obr. 99. D146C je ekvivalentní SN7446J fy Texas Instruments. Liší se v kódu čísel 6 a 9.



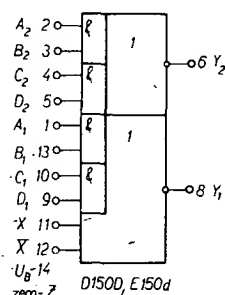
Obr. 99. Zapojení D146C, D147C, E147C

### Integrovaný obvod D147C, E147C

Integrovaný obvod D147C, E147C je dekodér BCD na sedm segmentů s budičem, určený pro buzení sedmissegmentových displejů LED. Zpoždění při sepnutí i vypnutí je menší než 100 ns. Zatížitelnost  $N_{OL} = 12$  a  $N_{OH} = 5$ . Obvod je určen pro výstupní úroveň  $U_{OH} = 15$  V. D147D je přibližným ekvivalentem SN7447 fy Texas Instruments. Liší se v kódu čísel 6 a 9. Obvod je v pouzdře DIL 16 a jeho zapojení je na obr. 99.

### Integrovaný obvod D150D, E150D

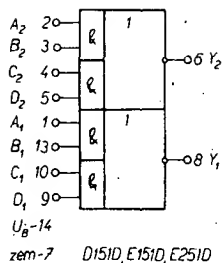
Integrovaný obvod D150D, E150D je dvojité dvouvstupové hradlo AND-NOR, u něhož lze jedno hradlo rozšířit expanderem; pro obvod platí logické rovnice  $Y_1 = \overline{(AB) + (CD) + X}$ ,  $Y_2 = \overline{(AB) + (CD)}$ . Obvod je v pouzdře DIP 14 a jeho vnitřní zapojení je na obr. 100. D150D je ekvivalentem SN7450 (MH7450) a E150D je ekvivalentem SN8450 (MH8450).



Obr. 100. Zapojení D150D, E150D

### Integrovaný obvod D151D, E151D

Integrovaný obvod D151D, E151D je dvojité dvouvstupové hradlo AND-NOR, pro které platí logická rovnice  $Y = \overline{(AB) + (CD)}$ . Obvod je v pouzdře DIP 14 a jeho vnitřní zapojení je na obr. 101. D151D je ekvivalentem SN7451 (MH7451) a E151D je ekvivalentem SN8451 (MH8451).

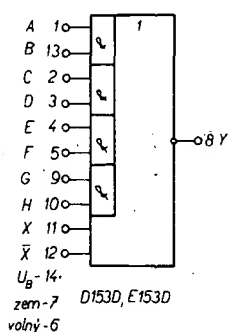


Obr. 101. Zapojení D151D, E151D

### Integrovaný obvod D153D, E153D

Integrovaný obvod D153D, E153D je hradlo AND-NOR se 4x2 vstupy, pro které platí logická rovnice

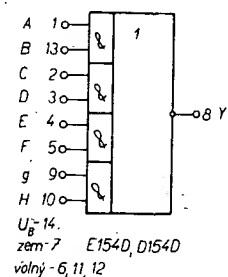
$Y = (AB) + (CD) + (EF) + (HG) + X$ . Obvod je v pouzdře DIP 14 a jeho vnitřní zapojení je na obr. 102. D153 je ekvivalentem SN7453 (MH7453) a E153D je ekvivalentem SN8453 (MH8453).



Obr. 102. Zapojení D153D, E153D

### Integrovaný obvod D154D, E154D

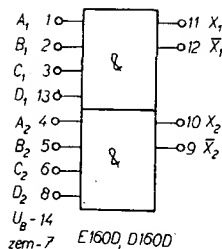
Integrovaný obvod D154D, E154D je hradlo AND-NOR se 4x2 vstupy, pro které platí logická rovnice  $Y = (AB) + (DC) + (EF) + (GH)$ . Obvod je v pouzdře DIP 14 a jeho vnitřní zapojení je na obr. 103. D154D je ekvivalentem SN7454 (MH7454) a E154D je ekvivalentem SN8454 (MH8454).



Obr. 103. Zapojení D154D, E154D

### Integrovaný obvod D160D, E160D

Integrovaný obvod D160D, E160D jsou dva expandéry se čtyřmi vstupy, pro něž platí logická rovnice  $X = ABCD$ . Obvod je v pouzdře DIP 14 a jeho vnitřní schéma je na obr. 104. D160D je ekvivalentem SN7460

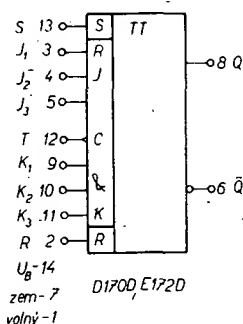


Obr. 104. Zapojení D160D, E160D

(MH7460) a E160D je ekvivalentem SN8460 (MH8460).

### Integrovaný obvod D172D, E172D

Integrovaný obvod D172D, E172D je klopný obvod J-K-master-slave, který má tři vstupy J a tři vstupy K. Vstupy jsou sloučeny hradlem AND. Informace na vstupech jsou řízeny hodinovými impulsy na vstupu T. Tyto



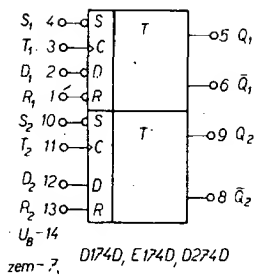
Obr. 105. Zapojení D172D, E172D

impulsy řídí i vazební tranzistory v IO. Přes vstupy R, S je možné řídit zpětné nastavení nebo přednastavení klopného obvodu nezávisle na hodinovém impulsu. Obvod je v pouzdře DIP 14 a jeho vnitřní zapojení je na obr. 105. D172D je ekvivalentem SN7472 (MH7472) a E172D je ekvivalentem SN8472 (MH8472).

### Integrovaný obvod D174D, E174D

Integrovaný obvod D174D, E174D je dvojitý klopný obvod typu D, který je možné použít jako zpožďovací nebo paměťový klopný obvod do kmitočtu 15 MHz. Informace na vstupu D bude přenesena na výstup Q jediné tehdy, když se hodinový impuls změní z nízké úrovně na vysokou. Se vstupy R a S je možné realizovat nezávislé na hodinovém impulsu následující informace:

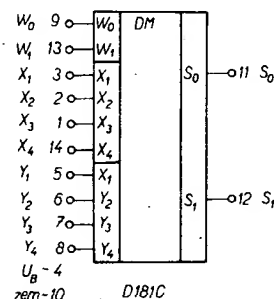
přechod z H na L na S, je-li Q úroveň H, přechod z H na L na R, je-li na Q úroveň L. Pro IO platí logická rovnice  $Q(t_{n+1}) = D(t_n)$ . Obvod je v pouzdře DIP 14 a jeho vnitřní zapojení je na obr. 106. D174D je ekvivalentem SN7474 (MH7474) a E174D je ekvivalentem SN8474 (MH8474).



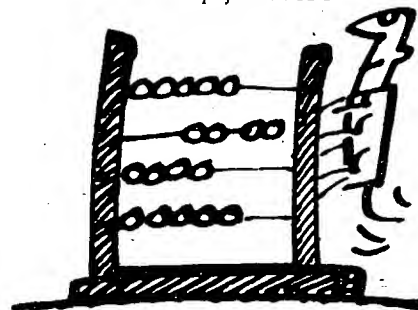
Obr. 106. Zapojení D174D, E174D

### Integrovaný obvod D181C

Integrovaný obvod D181C je 16bitová paměť RAM s přímým vybavením, určená pro počítače, sběr dat a řídicí systémy. Paměť tvoří šestnáct klopných obvodů uspořádaných do matice 4x4 a řídicí logiky, 4X a 4Y adresovací vstupy, dovolující adresovat 16x1 bit. Čtecí výstupy jsou s otevřenými kolektory, takže je lze sloučit (wired-or). Informace klopného obvodu může být přečtena, když odpovídající adresa je na úrovni H. Neadresované vstupy a vstupy pro zápis musí být na úrovni L. Bude-li zvolený klopný obvod aktivován, pak bude připojen čtecí zesilovač S1. Jinak je připojen zesilovač S0. Klopný obvod je aktivován, je-li na vstupu W1 úroveň H a na vstupu W0 úroveň L; bude-li na W0 = H a W1 = L, je obvod vymazán. Po odpojení zapisovacích impulsů bude zapsaná informace na čtecím výstupu, dokud není odpojena adresa. Zapsaná informace zůstává zachována, když se během čtení nezmění stav klopného obvodu. Zmizí však po odpojení napájecího napětí. Obvod je v keramickém pouzdře DIL 14 a jeho zapojení je na obr. 107. D181C je ekvivalentem SN7481J fy Texas Instruments. Jeho parametry jsou v tab. 31.



Obr. 107. Zapojení D181C



Tab. 31. Parametry D181C

Mezní údaje stejné jako u řady D10 (tab. 30)  
Jmenovité údaje

Výstupní napětí pro L ( $I_{OL} = 40 \text{ mA}$ ):	0,29, max. 0,4 V.
Výstupní průrazné napětí ( $I_{OH} = 250 \mu\text{A}$ ):	min. 5,5, typ. 16 V.
Vstupní proud (vstupy adres, $U_{IL} = 0,4 \text{ V}$ ):	8, max. 11 mA.
Vstupní proud (vstupy zápis, $U_{IH} = 0,5 \text{ V}$ ):	1,1, max. 1,6 mA.
Vstupní proud L (vstupy adres, $U_{IH} = 4,5 \text{ V}$ ):	11, max. 400 $\mu\text{A}$ .
Odběr ze zdroje ( $U_B = 5,25 \text{ V}$ ):	59, max. 91 mA.
Pracovní teplota:	0 až +70 °C.
Doba zotavení při zápisu:	25, max. 60 ns.
Zpoždění adresa-signal L ( $S_1$ nebo $S_0$ ):	21, max. 45 ns.
adresa-signal H ( $S_1$ nebo $S_0$ ):	12, max. 25 ns.

Dokončení údajů o IO TTL výroby NDR bude v druhém čísle AR řady B v roce 1981.



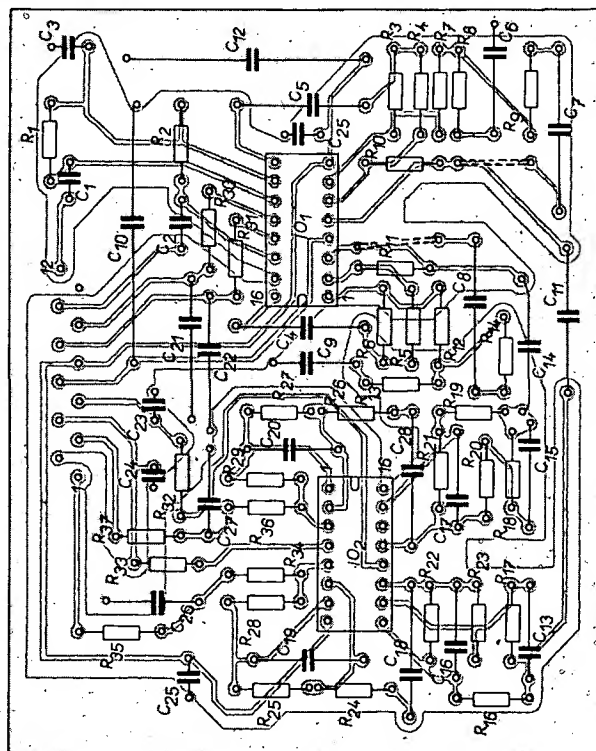
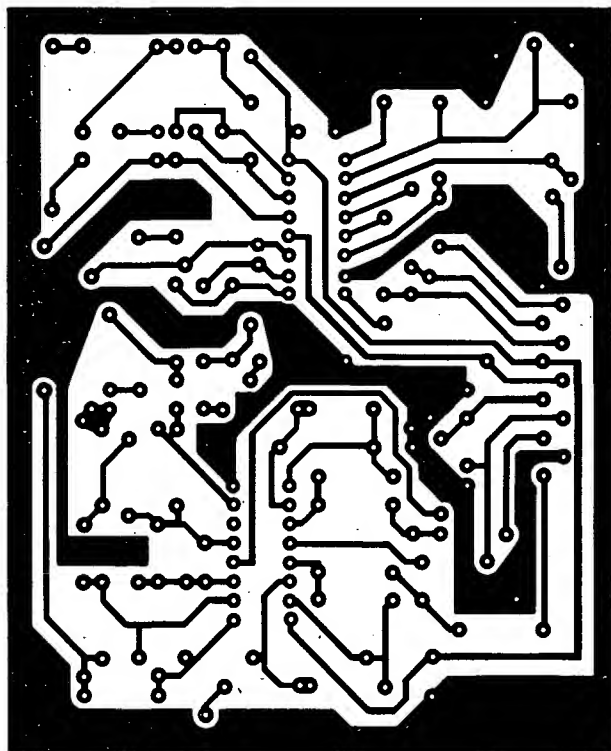
# Korekční zesilovač s integrovanými obvody

Zapojení korekčního zesilovače s A273D a A274D bylo již uvedeno na obr. 58. Deska s plošnými spoji (obr. 1) je navržena pro modulovou koncepci zesilovače.

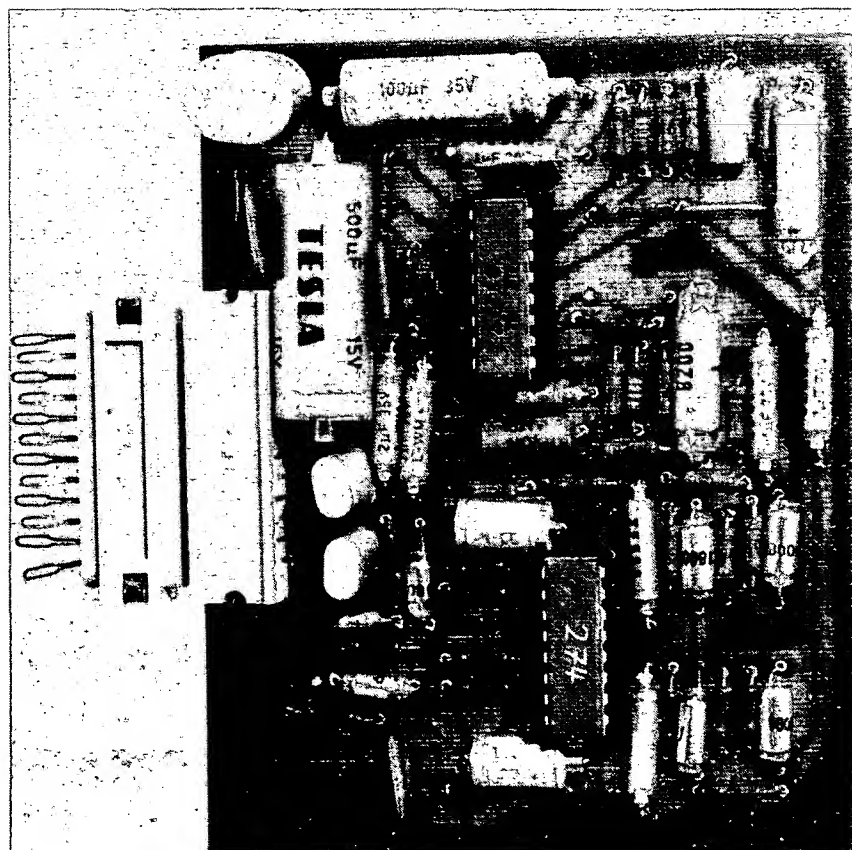
Vzhledem k tomu, že použité IO jsou určeny pro stereofonní provoz, popíšeme si jen jeden kanál tohoto korekčního předzesilovače, druhý je shodný. Vstupní signál

z přepínače vstupů je přes konektor (vývod 12) a přes kondenzátor  $C_1$  přiveden na vývod 11 IO<sub>1</sub>. Vstupní zesilovač je zapojen jako diferenciální zesilovač a proto je nutné mezi vývod 11 a 10 IO<sub>1</sub> zapojit odpor  $R_1$ , aby obě báze diferenciálního zesilovače byly na stejném potenciálu. „Střídavě“ je vývod 10 IO<sub>1</sub> blokován kondenzátorem  $C_3$ . Zesilovač má

celkový zisk 20 dB; zisk můžeme potenciometrem vyvážením měnit v rozsahu  $\pm 10$  dB. Z výstupu (vývod 9 IO<sub>1</sub>) je signál veden jednak na vstup dalšího diferenciálního zesilovače přes  $C_5$ ,  $R_4$  (jehož zesílení je určeno poměrem odporů  $R_{10}/R_4$ ) a současně přes odpor  $R_3$  na vstup druhého diferenciálního zesilovače, který má ve zpětnovazební větvi



Obr. 1. Deska s plošnými spoji 0217 korekčního zesilovače z obr. 58



zapojen kmitočtově závislý členek  $T$  ( $R_7$ ,  $R_8$ ,  $R_9$ ,  $C_6$ ,  $C_7$ ), tvořící obvod fyziologické regulace hlasitosti. Tento obvod lze vyřadit z činnosti tlačítkem „lineár“ uzemněním vývodu 4 IO<sub>1</sub> („střídavě“ zablokován kondenzátorem  $C_{10}$ ) přes odpor  $R_{15}$  na zem. Odpor  $R_{15}$  se připojí na vývod 6 konektoru. Stejným napětím na vývodu 13 IO<sub>1</sub> (připojeném na vývod 8 konektoru) můžeme měnit hlasitost v rozsahu  $-70$  dB až  $+20$  dB. Z vývodu 5 IO<sub>1</sub> je signál přiveden přes kondenzátor  $C_{11}$  na korekční obvod  $R_{16}$ ,  $R_{17}$ ,  $R_{22}$ ,  $R_{23}$ ,  $C_{13}$ ,  $C_{16}$ , kterým korigujeme výšky v rozsahu  $\pm 15$  dB. Rozsah regulace výšek můžeme ovlivnit změnou odporů  $R_{16}$ ,  $R_{23}$  a kmitočet zlomu charakteristiky kondenzátory  $C_{13}$ ,  $C_{16}$ . Z výstupu tohoto zesilovače (vývod 11 IO<sub>2</sub>) je signál přes kondenzátor  $C_{18}$  přiveden na korektor hloubek ( $R_{24}$ ,  $R_{28}$ ,  $C_{19}$ ), který má rozsah regulace  $\pm 15$  dB. Odpor  $R_{24}$ ,  $R_{28}$  můžeme měnit rozsah regulace a kmitočet zlomu měníme kondenzátorem  $C_{19}$ . Odpor  $R_{25}$  jsou propojeny vstupy obou diferenciálních zesilovačů. Z vývodu 5 IO<sub>2</sub> je signál přes jednoduchý členek  $T$  ( $R_{34}$ ,  $R_{35}$ ,  $C_{26}$ ), zlepšující odstup šumového napětí, přiveden na vývod 1 konektoru, odkud je veden k dalšímu zpracování. Na vývodech 4, 5, 8, 9 konektoru jsou připojeny kondenzátory  $C_{21}$ ,  $C_{22}$ ,  $C_{23}$  a  $C_{24}$ , které potlačují případné chřastění potenciometrů. Napájecí napětí je filtrováno kondenzátory  $C_{12}$  a  $C_{25}$ .

# Seznam součástek

## Odpory TR 112a

R1, 2	0,27 MΩ
R3, 6	18 kΩ
R4, 5	33 kΩ
R7, 12, 24, 26,	
28, 29	12 kΩ
R8, 13	560 Ω
R9, 14	10 kΩ
R10, 11	0,12 MΩ
R15, 30, 31, 32, 33	680 Ω

R16, 17, 18, 19,	
20, 21, 22, 23	39 kΩ
R25, 27	0,18 MΩ
R34, 36	5,6 kΩ
R35, 37	4,7 kΩ
Kondenzátory	
C1, 2, 25	TK 783, 0,1 μF
C3	TE 004, 50 μF
C4, 5, 11, 24, 18, 28	TE 988, 1 μF
C7, 9	TC180, 15 nF
C7, 8	TGL 5155, 8,2 nF

C10	TE 984, 500 μF
C12	TE 986, 100 μF
C13, 15, 16, 17	TGL 5155, 1,8 nF
C18, 20	TC 235, 33 nF
C21, 22	TE 986, 2 μF
C23, 24	TE 005, 2 μF
C26, 27	TGL 5155, 680 pF

## Integrované obvody

IO1	A273D
IO2	A274D

Konektor WK 465 16 + WK 462 05

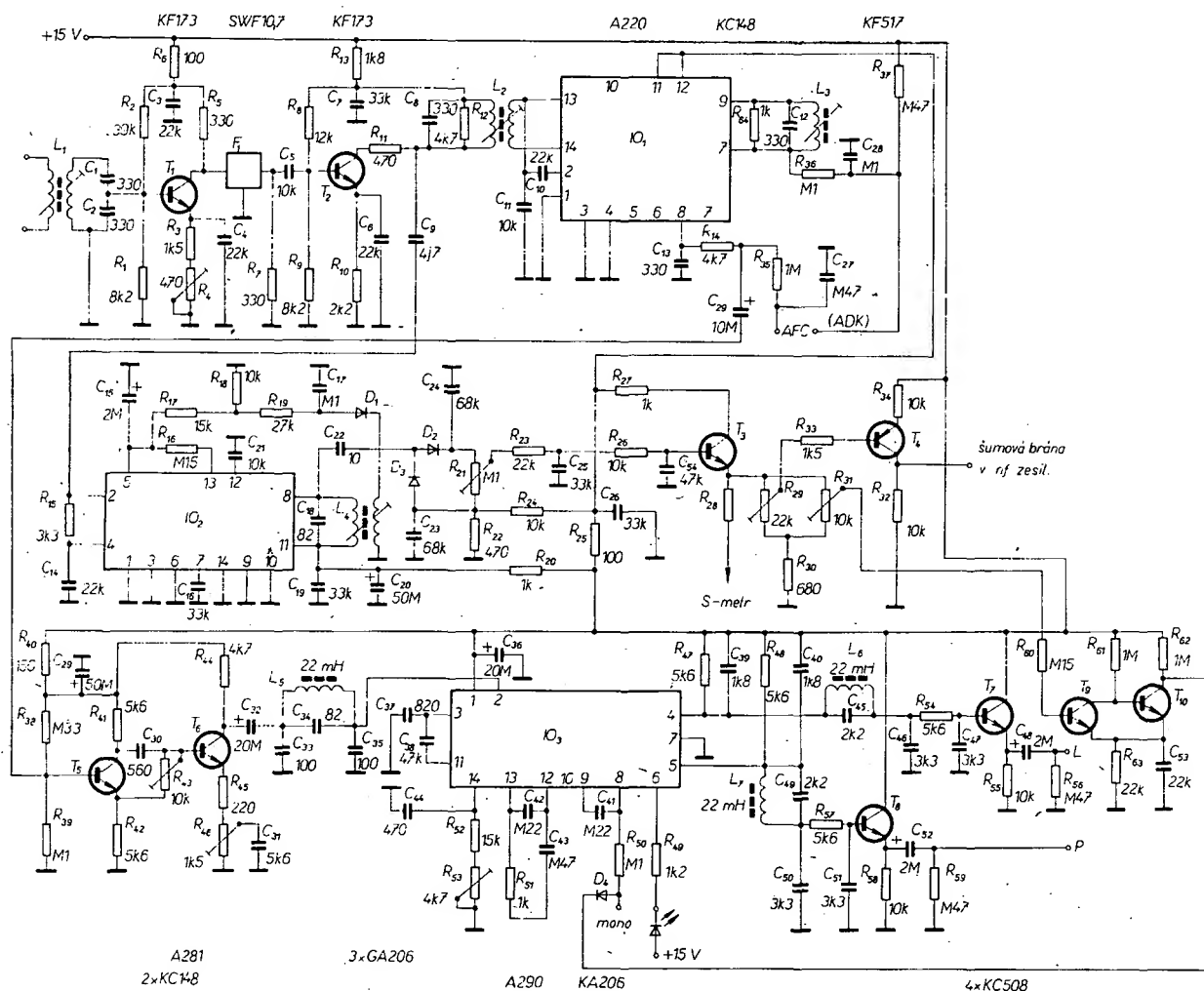
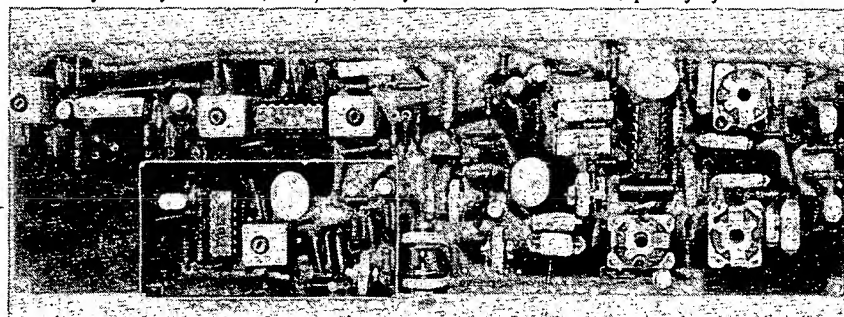
## Mezifrekvenční zesilovač FM a stereofonní dekodér s integrovanými obvody

Zapojení FM mezifrekvenčního zesilovače a stereofonního dekodéru s integrovanými obvody A220D, A281D a A290D je na obr. 2, příslušná deska s plošnými spoji na obr. 3 a rozložení součástek na obr. 4.

Vstupní signál 10,7 MHz je z jednotky VKV přiveden přes vazební vinutí laděného obvodu L<sub>1</sub> a přes laděné vinutí L<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> na bázi tranzistoru T<sub>1</sub>. Odporem R<sub>4</sub> měníme zesílení tohoto tranzistoru a to tak, abychom při připojení jednotky VKV dosáhli minimálního šumu. V kolektoru T<sub>1</sub> je připojen keramický filtr SFW10,7MA, který lze nahradit dvěma filtry SFE10,7MA stejné barvy, nebo dvěma filtry SPF10700 A190 z NDR. Tento filtr určuje selektivitu celého zesilovače a jeho propustné pásmo. Z výstu-

pu filtru je signál přiveden do báze tranzistoru T<sub>2</sub>, který má v kolektoru připojen silně zatlumený laděný obvod L<sub>2</sub>, C<sub>8</sub>, R<sub>12</sub>, který

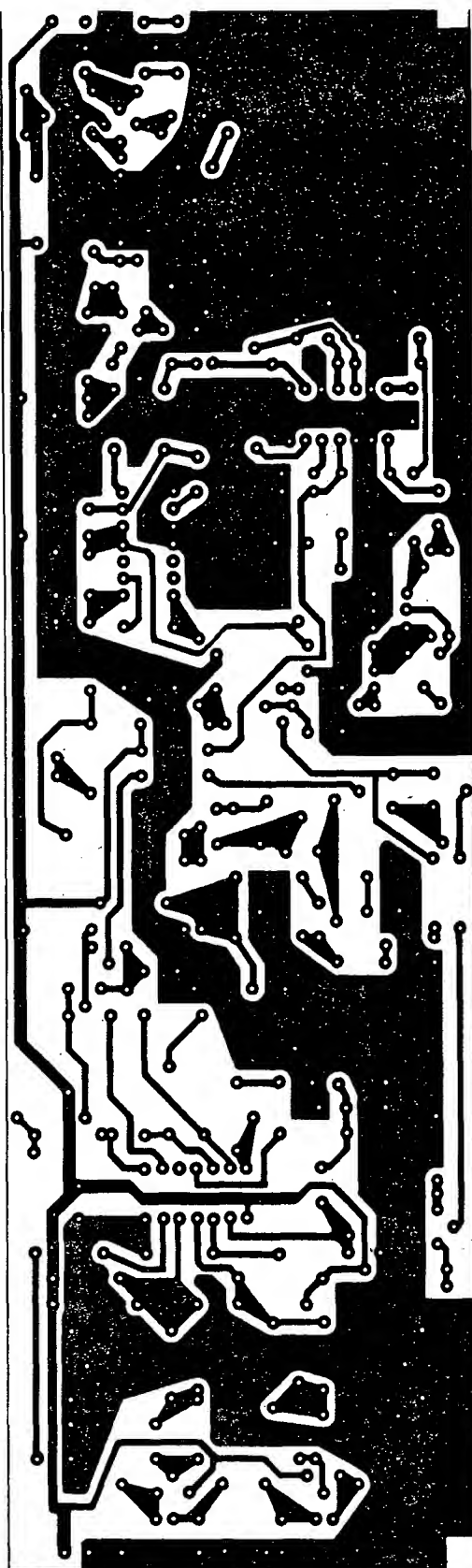
jednak přizpůsobuje výstup T<sub>2</sub> na IO<sub>1</sub> a jednak lze tímto obvodem zlepšit fázovou chybu mf zesilovače. IO<sub>1</sub> pracuje jako omezovač



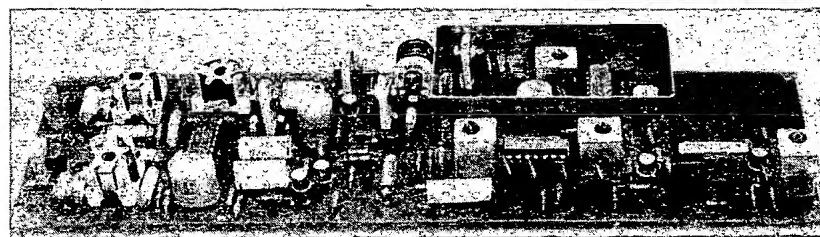
a kvadraturní detektor. Detekční obvod  $L_3$ ,  $C_{12}$  je silně zatlučen odporem  $R_{64}$ , takže jeho šířka pásma je asi 0,5 MHz. Z vývodu 8  $IO_1$  je odebírán jednak přes odpor  $R_{14}$  a kondenzátor  $C_{29}$  multiplexní signál k dalšímu zpracování a jednak přes odpor  $R_{35}$  ss napětí pro ADK. Referenční napětí pro ADK je odebíráno z děliče napětí  $R_{37}$ ,  $R_{36}$ , který je spojen s vývodem 7  $IO_1$ .

Vzhledem k tomu, že  $IO$  A220D nemá žádné obvody pro pomocné funkce (S-metr, tiché ladění, ovládání stereofonního dekodéru apod.), je na laděný obvod  $L_2$  přes kondenzátor  $C_9$  připojen  $IO_2$  A281D, který je zapojen jako mf zesilovač s AVC. Na jeho výstupu je zapojen laděný obvod  $L_4$ ,  $C_{18}$ , jehož sekundární napětí je usměrněno diodou  $D_1$  a po příslušné filtraci a zpoždění přivedeno na vývody 5 a 13  $IO_2$ . Vzhledem k tomu, že na vývod 5 je připojena báze tranzistoru p-n-p, musí být regulační napětí záporné. Jelikož pro ostatní funkce potřebujeme řídicí napětí kladné, je nutné z obvodu  $L_1$  odebírat přes kondenzátor  $C_{22}$  střídavé napětí, které se pak usměrní zdvojovačem  $D_2$ ,  $D_3$ . Odporem  $R_{21}$  lze nastavit maximální výchylku S-metru. Odpory  $R_{23}$ ,  $R_{26}$  a kondenzátory  $C_{25}$ ,  $C_{34}$  filtrují usměrněné napětí pro tranzistor  $T_3$ , v jehož emitoru je zapojen přes odpor  $R_{28}$  S-metr a regulační odpory  $R_{29}$ ,  $R_{31}$ . Odporem  $R_{27}$  můžeme kompenzovat prahové napětí  $T_3$ . Z odporu  $R_{29}$  je buzen tranzistor  $T_4$ , ovládající tranzistory v šumové bráně. Z odporu  $R_{31}$  je buzen monostabilní klopný obvod  $T_9$ ,  $T_{10}$ , který pracuje jako automatický spínač v závislosti na síle pole. Dioda  $D_4$  slouží ke stejnosměrnému oddělení  $T_{10}$  od tlačítka mono, kterým uzemňujeme vývod 8  $IO_3$ . S-metr pracuje v rozsahu 3 až 4 dekád.

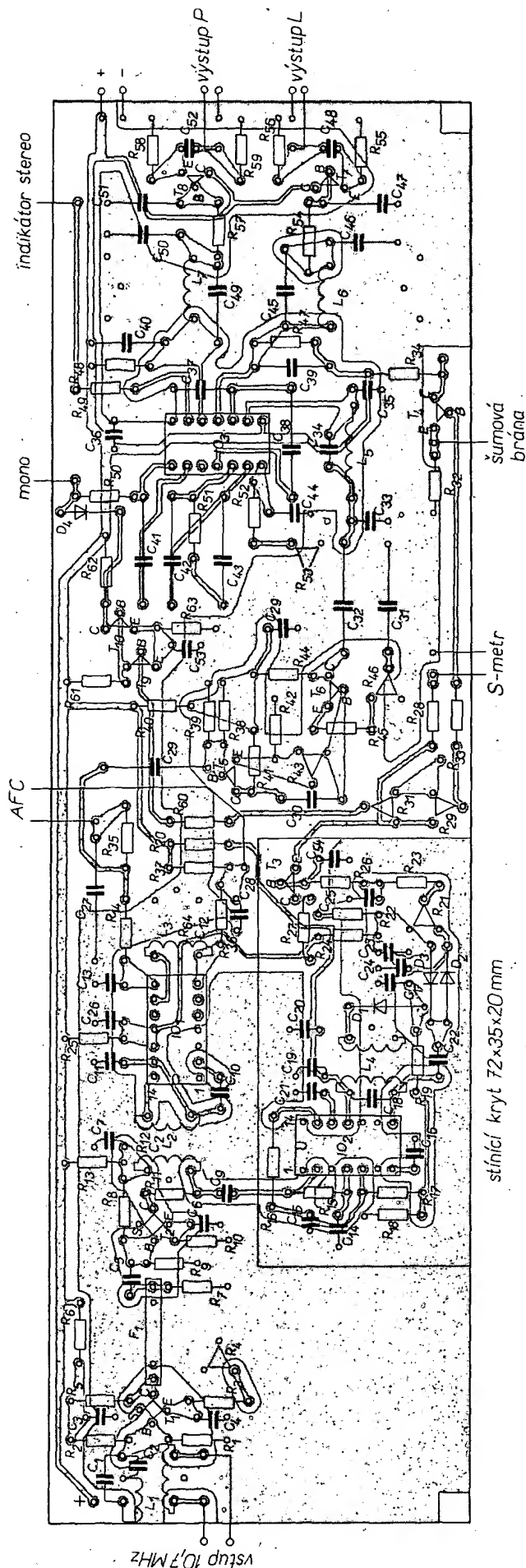
Multiplexní signál je přes kondenzátor  $C_{29}$  přiveden na bázi  $T_5$ , který je zapojen jako fázovací členek a slouží k fázové korekci multiplexního signálu. Tranzistor  $T_6$  zesiluje multiplexní signál na potřebnou úroveň. Obvodem  $R_{46}$ ,  $C_{31}$  korigujeme kmitočtové signál MPX (současně i s fázovacím článkem v  $T_5$ ), čímž je možné zlepšit přeslechy. V kolektoru  $T_6$  je zapojena dolní propust ( $L_5$ ,  $C_{33}$ ,  $C_{34}$ ,  $C_{35}$ ) s maximálním útlumem na 114 kHz, která potlačuje modulaci vzniklou vyššími harmonickými pilotního signálu. Stereofonní dekodér s A290D (MC1310) je zapojen obvyklým způsobem. Na jeho výstupu jsou dolní propusti ( $C_{39}$ ,  $C_{45}$ ,  $L_6$ ,  $C_{46}$ ,  $R_{54}$ ,  $C_{47}$ ), které potlačují kmitočty 19 a především 38 kHz. Na výstup filtru je připojen emitorový sledovač  $T_{7(8)}$ . Vstupní citlivost mf zesilovače pro plné omezení je 5  $\mu$ V.



Obr. 3. Deska s plošnými spoji mf zesilovače a dekodéru (O218)



## Seznam součástek



Obr. 4. Rozložení součástek na desce s plošnými spoji

### Odpory a odporové trimry (TR 112a, popř. TP011)

R <sub>1</sub> , 9	8,2 kΩ
R <sub>2</sub>	39 kΩ
R <sub>3</sub> , 33	1,5 kΩ
R <sub>4</sub>	470 Ω
R <sub>5</sub> , 7	330 Ω
R <sub>6</sub> , 25	100 Ω
R <sub>8</sub>	12 kΩ
R <sub>10</sub>	2,2 kΩ
R <sub>11</sub> , 12	470 Ω
R <sub>12</sub> , 14, 44	4,7 kΩ
R <sub>13</sub>	1,8 kΩ
R <sub>15</sub>	3,3 kΩ
R <sub>16</sub> , 60	0,15 MΩ
R <sub>17</sub> , 52	15 kΩ
R <sub>18</sub> , 24, 26, 32, 55, 58	10 kΩ
R <sub>19</sub>	27 kΩ
R <sub>20</sub> , 27, 51, 64	1 kΩ
R <sub>21</sub>	0,1 MΩ
R <sub>23</sub> , 63	22 kΩ
R <sub>28</sub>	TR 112, podle použitého měřidla
R <sub>29</sub>	22 kΩ
R <sub>30</sub>	680 Ω
R <sub>31</sub> , 43	10 kΩ
R <sub>35</sub> , 61, 62	1 MΩ
R <sub>36</sub> , 39, 50	0,1 MΩ
R <sub>37</sub> , 56, 59	0,47 MΩ
R <sub>38</sub>	0,33 MΩ
R <sub>40</sub>	150 Ω
R <sub>41</sub> , 42, 47, 48, 54, 57	5,6 kΩ
R <sub>45</sub>	220 Ω
R <sub>46</sub>	1,5 kΩ
R <sub>49</sub>	1,2 kΩ
R <sub>53</sub>	4,7 kΩ

### Kondenzátory

C <sub>1</sub> , 2, 8, 12	TGL 5155, 330 pF
C <sub>3</sub> , 4, 6, 10, 14, 53	TK 783, 22 nF
C <sub>5</sub> , C <sub>11</sub> , 21	TK 783, 10 nF
C <sub>7</sub> , 16, 19, 25, 26	TK 783, 33 nF
C <sub>9</sub>	TK 754, 4,7 pF
C <sub>13</sub>	TK 754, 330 pF
C <sub>15</sub> , 48, 52	TE 005, 2 μF
C <sub>17</sub> , 28	TK 783, 0,1 μF
C <sub>18</sub>	TK 754, 82 pF
C <sub>20</sub> , 29	TE 004, 50 μF
C <sub>22</sub>	TK 754, 10 pF
C <sub>23</sub> , 24	TK 783, 68 nF
C <sub>27</sub> , 43	TC 215, 0,47 μF
C <sub>30</sub>	TGL 5155, 560 pF
C <sub>31</sub>	TGL 5155, 5,6 nF
C <sub>32</sub>	TE 984, 20 μF
C <sub>33</sub> , 35	TK 754, 100 pF
C <sub>34</sub>	TK 754, 82 pF
C <sub>36</sub>	TE 005, 20 μF
C <sub>37</sub>	TGL 5155, 820 pF
C <sub>38</sub>	TC 180, 47 nF
C <sub>39</sub> , 40	TGL 5155, 1,8 nF
C <sub>41</sub> , 42	TC 215, 0,22 μF
C <sub>44</sub>	TGL 5155, 470 pF
C <sub>45</sub> , 49	TGL 5155, 2,2 nF
C <sub>46</sub> , 47, 50, 51	TGL 5155, 3,3 nF
C <sub>54</sub>	TK783, 47 nF

### Polovodičové prvky

IO <sub>1</sub>	A220D (R220D)
IO <sub>2</sub>	A281D (R281D)
IO <sub>3</sub>	A290
T <sub>1</sub> , 2	KF173 (KF525)
T <sub>3</sub> , T <sub>5</sub> až T <sub>10</sub>	KC148
T <sub>4</sub>	KF517 (BC177)
D <sub>1</sub> až D <sub>3</sub>	GA206
D <sub>4</sub>	KA206

### Ostatní součástky

F <sub>1</sub>	SFW10, 7MA (2 × SFE10, 7MA, 2 × SPF10700 A190)
L <sub>1</sub> až L <sub>4</sub>	kryt 4PA 687 06, kostra 4PA 260 17, jádro M4 × 0,5 × 12, N 05
L <sub>1</sub>	2 závitů
L <sub>2</sub>	14 závitů
L <sub>3</sub>	10 závitů
L <sub>4</sub>	4 závitů
L <sub>5</sub> až L <sub>7</sub>	22 mH (feritový hrníček o ø 14 mm)